

UNIVERSIDADE FEDERAL DE SANTA CATARINA  
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

RETIFICADOR TRIFÁSICO EM PONTE COMPLETA COM  
MODULAÇÃO POR LARGURA DE PULSO OTIMIZADA

DISSERTAÇÃO SUBMETIDA À UNIVERSIDADE FEDERAL DE SANTA CATARINA  
PARA A OBTENÇÃO DO GRAU DE MESTRE EM ENGENHARIA ELÉTRICA

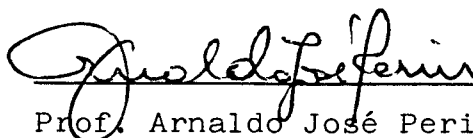
JOAQUIM ELOIR ROCHA

FLORIANÓPOLIS, DEZEMBRO DE 1987

RETIFICADOR TRIFÁSICO EM PONTE COMPLETA COM MODULAÇÃO POR  
LARGURA DE PULSO OTIMIZADA

JOAQUIM ELOIR ROCHA

DISSERTAÇÃO JULGADA PARA A OBTENÇÃO DO TÍTULO DE MESTRE EM ENGE-  
NHARIA, ESPECIALIDADE ENGENHARIA ELÉTRICA, E APROVADA EM SUA FOR  
MA FINAL PELO CURSO DE PÓS-GRADUAÇÃO



Prof. Arnaldo José Perin, Dr. Ing.  
ORIENTADOR



Prof. Márcio Cherem Schneider, Dr.  
Coordenador do Curso de Pós-Gradua-  
ção em Engenharia Elétrica

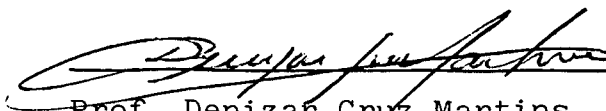
BANCA EXAMINADORA:



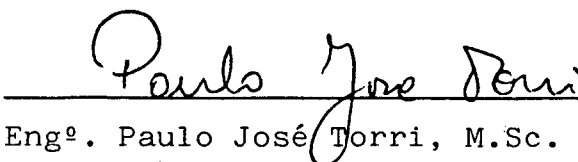
Prof. Arnaldo José Perin, Dr. Ing.



Prof. Ivo Barbi, Dr. Ing.



Prof. Denizar Cruz Martins, Dr.



Engº. Paulo José Torri, M.Sc.

À meus avós Gregório e Dasdores  
Joaquim e Dolores  
À meus pais Darcy e Senhorinha  
À meus irmãos e primos  
À todos os meus amigos

## S U M Á R I O

SIMBOLOGIA .....	VII
RESUMO .....	X
ABSTRACT .....	XI
INTRODUÇÃO .....	XII
CAPÍTULO 1 - MODULAÇÃO PWM OTIMIZADA	
1.1 - Introdução .....	1
1.2 - Modulação Fixa .....	2
1.3 - Modulação Variável .....	6
CAPÍTULO 2 - ANÁLISE DA ESTRUTURA	
2.1 - Introdução .....	8
2.2 - Equacionamento .....	9
2.3 - Otimização .....	17
2.4 - Simulação .....	22

2.5 - Formas de Onda Obtidas na Simulação .....	23
2.6 - Análise Harmônica .....	27
2.7 - Conclusão .....	35

### CAPÍTULO 3 - IMPLEMENTAÇÃO DA ESTRUTURA

3.1 - Introdução .....	36
3.2 - Circuito de Potência .....	36
3.3 - Circuito Lógico .....	42
3.3.1 - Diagrama de Blocos .....	42
3.3.2 - Esquemas Elétricos .....	45
3.4 - Circuito de Comando de Gatilho dos Transistores ....	53
3.5 - Circuito Capacitivo de Ajuda à Comutação .....	56
3.6 - Circuito Grampeador .....	63
3.7 - Conclusão .....	72

### CAPÍTULO 4 - RESULTADOS OBTIDOS

4.1 - Introdução .....	73
4.2 - Análise dos Resultados .....	73
4.3 - Conclusão .....	85
4.4 - Conclusão Geral .....	86
BIBLIOGRAFIA .....	87

## S I M B O L O G I A

Para as variáveis como correntes e tensões, adotou-se a seguinte convenção:

Letra maiúscula - valor médio ou eficaz

Letra minúscula - valor instantâneo

$v_{an}$	- Tensão da fase A em relação ao neutro
$v_{bn}$	- Tensão da fase B em relação ao neutro
$v_{cn}$	- Tensão da fase C em relação ao neutro
$S_1, S_2, \dots, S_6$	- Interruptores 1 a 6
$C$	- Capacitância
$I_C$	- Corrente na carga
$v_{ab}$	- Tensão da fase A em relação à fase B
$v_{bc}$	- Tensão da fase B em relação à fase C
$v_{ca}$	- Tensão da fase C em relação à fase A
$v_r$	- Tensão de saída do retificador
$V_{med}$	- Valor médio da tensão de saída do retificador
$V_{r,k}$	- Amplitude do k-ésimo harmônico da tensão de saída do retificador
$\phi_{r,k}$	- Ângulo de defasamento do k-ésimo harmônico da tensão de saída do retificador

- $\omega$  - Freqüência angular da rede
- $F_a$ ,  $F_b$  e  $F_c$  - Funções de modulação aplicadas aos braços do retificador onde estão os interruptores 1 e 4, 2 e 5, 3 e 6, respectivamente
- $F_m$  - Amplitude do harmônico de ordem  $m$
- $V_{m\acute{a}x}$  - Valor máximo da tensão de fase
- $F_1$  - Amplitude da fundamental da função de modulação
- $i_a$ ,  $i_b$  e  $i_c$  - Correntes de linha das fases A, B e C, respectivamente
- $F(\omega t)$  - Função de modulação do retificador
- $R$  - Resistência
- $L$  - Indutância
- $X$  - Reatância
- $\omega_n$  - Freqüência angular do harmônico mais importante a ser filtrado
- $V_F$  - Tensão de fase
- $V_L$  - Tensão de linha
- $Q_1$  - Potência reativa gerada em conexão estrela
- $Q_2$  - Potência reativa gerada em conexão triângulo
- $t_M$  - Tempo morto



$V$	- Tensão sobre o MOSFET
$t_{on}$	- Tempo mínimo de condução do interruptor
$I_{DESC}$	- Corrente de descarga do capacitor
$V_g$	- Valor médio da tensão no grampeador
$V_p$	- Valor de pico da tensão no grampeador
$\Delta V$	- Acréscimo de tensão no capacitor do grampeador
$\Delta t$	- Tempo de atuação do grampeador
$V_i$	- Tensão inicial no capacitor
$V_f$	- Tensão final no capacitor

## R E S U M O

Este trabalho consiste na realização de um retificador trifásico em ponte completa ("GRAETZ") funcionando com modulação por largura de pulso ("PWM") otimizada.

Utilizando-se a modulação PWM otimizada como função de modulação em um retificador, consegue-se minimizar os harmônicos de baixa ordem da corrente na rede, de modo que, com pequenos filtros, elimina-se os harmônicos de corrente na rede.

Além disso, essa modulação permite que o fator de deslocamento seja unitário. Uma vez que o fator de deslocamento é unitário e que o espectro de frequência dos harmônicos é deslocado para longe da frequência fundamental, com pequenos filtros, torna-se unitário o fator de potência visto pela rede.

Em função do número de pulsos da função de modulação, existe uma redução dos componentes harmônicos de baixa ordem da tensão na carga (tensão retificada).

Apresenta-se os resultados obtidos por simulação e na realização de um protótipo de laboratório.

## A B S T R A C T

This work is concerned with the realization of a full three phase rectifier bridge working with optimized pulse width modulation (PWM).

Using an optimized PWM modulation as a modulation function in a rectifier it is possible to minimize the line current low order harmonics, such that it becomes easy to filter them with small filters.

This modulation also allows to hold the shifting factor at the value 1.0. Once the shifting factor is unitary and the harmonic frequency spectrum is shifted far from the fundamental frequency, using small filters the power factor becomes unitary to the line.

As a consequence of the number of pulses of the modulation function a reduction of low order harmonic components of the load voltage (retified voltage) is achieved.

Results obtained by computer simulation and the realization of a laboratory prototype are shown.

## INTRODUÇÃO

A finalidade deste trabalho é a comprovação do funcionamento de um retificador trifásico em ponte completa, utilizando a modulação por largura e pulso (PWM) otimizada. A modulação utilizada será a do tipo fixa e os interruptores serão bidirecionais, permitindo o funcionamento da estrutura em quatro quadrantes.

A modulação fixa, empregada no retificador em questão, minimiza os harmônicos de baixa ordem da corrente na rede enquanto que o retificador trifásico clássico, em ponte completa, introduz harmônicos de baixa ordem de amplitude elevada na corrente da rede. Logo, a principal vantagem que este tipo de modulação fornece é a redução dos filtros de entrada e de saída do retificador, permitindo uma redução no custo, peso e volume da estrutura.

Também, a elaboração do circuito lógico permite que esse retificador alimente uma carga indutiva, mostrando à rede um fator de potência capacitivo, ou ainda, um fator de deslocamento unitário.

## CAPÍTULO 1

### MODULAÇÃO PWM OTIMIZADA

#### 1.1 - INTRODUÇÃO

A função que define os instantes de abertura e fechamento dos interruptores de um conversor, obedecendo uma lei de formação para se obter uma forma de onda desejada na saída deste conversor, é chamada de função de modulação.

A modulação por largura de pulso (PWM) otimizada é obtida através de uma função de modulação aplicada aos interruptores de um conversor com a finalidade de minimizar os componentes harmônicos de baixa ordem da corrente e/ou tensão.

Para se obter essa função de modulação é necessária a utilização de um programa de cálculo por computador que forneça os instantes de comutação de cada interruptor do conversor. Através de critérios e restrições impostos ao programa, funções da estrutura e das limitações dos interruptores, faz-se uso da transformada de FOURIER para definir e otimizar os componentes harmônicos [1].

Com a utilização de uma alta frequência média de comutação (elevado número de pulsos por período) em uma modulação senoidal clássica, consegue-se, também, minimizar os harmônicos de baixa ordem. No entanto, com a utilização da modulação PWM otimizada, no caso de limitação do número de pulsos por período, consegue-se, no mínimo, a mesma minimização dos harmônicos com a vantagem de se impor os tempos mí-

nimos de condução e de bloqueio de um interruptor.

As vantagens encontradas na modulação PWM otimizada aplicada ao retificador são:

- A modulação PWM otimizada permite uma minimização dos filtros de entrada e saída do retificador, produzindo uma significativa redução no custo, peso e volume;
- Produz uma máxima utilização da tensão de entrada e uma máxima atenuação dos harmônicos de baixa ordem com uma mínima frequência média de comutação;
- Torna o fator de deslocamento unitário e, com a utilização de pequenos filtros, tem-se o fator de potência unitário.

Como desvantagem, poderíamos citar que a dificuldade do cálculo dos instantes de comutação para a otimização de harmônicos não permite que este seja feito em tempo real. Isto exige que as funções de modulação sejam previamente calculadas e armazenadas em memória.

## 1.2 - MODULAÇÃO FIXA

A técnica de modulação PWM otimizada utilizada neste trabalho foi a do tipo fixa, ou seja, será utilizada uma única função de modulação com características definidas. Dessa forma, não se permite através da modulação controlar a tensão de saída do conversor. A análise das diversas técnicas de modulação PWM existentes é feita na dissertação de mestrado do Engenheiro Marco Aurélio de Oliveira, UFSC [1].

Na figura 1.1, apresenta-se a estrutura de potência do retificador trifásico em que implementou-se a modulação PWM otimizada fixa.

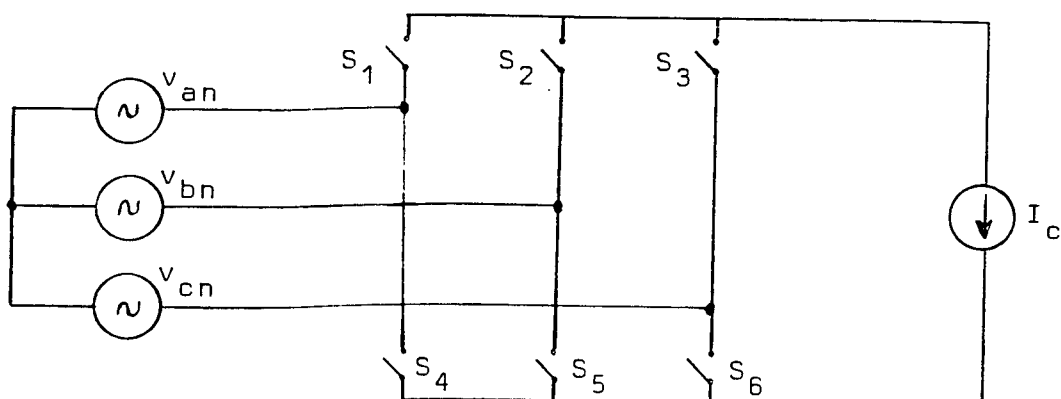


Figura 1.1 - Retificador trifásico

Sendo:

$v_{an}$  ,  $v_{bn}$  ,  $v_{cn}$  - tensões trifásicas simétricas

$S_1$  ,  $S_2$  ,  $S_3$  ,  $S_4$  ,  $S_5$  e  $S_6$  - Interruptores controlados na abertura e fechamento.

$I_c$  - corrente de carga, admitida como constante.

Na figura 1.2.a , representa-se a função de modulação da chave 1 em sincronismo com a tensão de fase  $v_{an}$ . Na figura 1.2.b , representa-se a forma de onda da tensão retificada.

Os interruptores 1 e 4; 2 e 5; 3 e 6 são complementares em  $180^\circ$ , dois a dois, ou seja, enquanto um está comutando o seu complementar permanece aberto durante meio período.

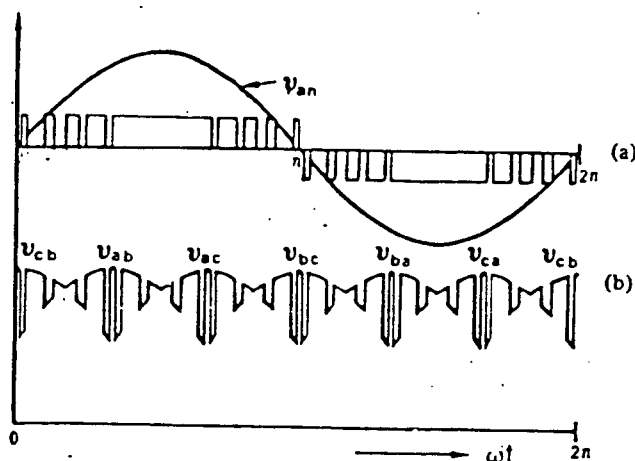


Figura 1.2.a - tensão de referência e função de modulação.

1.2.b - tensão retificada na carga.

As funções de modulação dos interruptores 1, 2 e 3 são defasadas de  $120^\circ$ , uma em relação à outra, bem como, as funções de modulação complementares dos interruptores 4, 5 e 6. Deste modo é que se obtém a forma de onda da tensão retificada que é mostrada na figura 1.2.b .

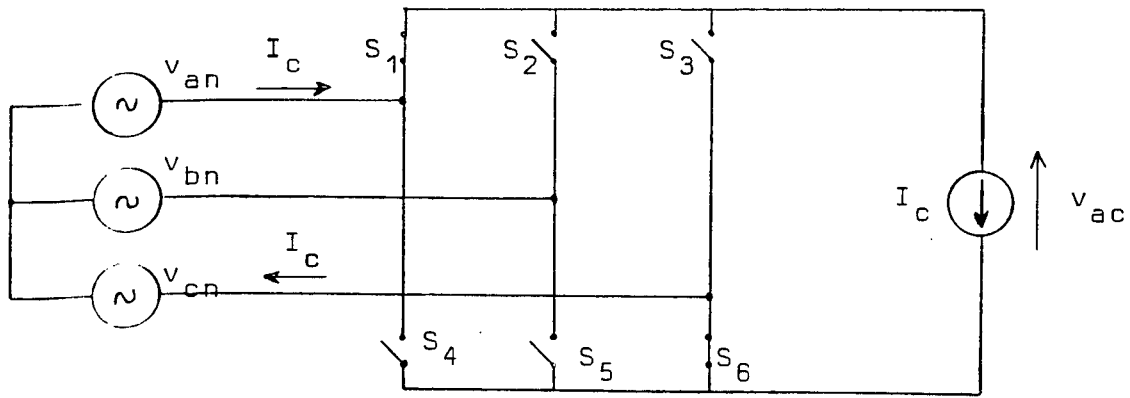
A função de modulação observada na figura 1.2.a é otimizada, ou seja, os componentes harmônicos de baixa ordem são minimizados. Além disso, pode ser observado que a modulação é realizada em sincronismo com a tensão de fase respectiva, portanto, a fundamental da função de modulação está em fase com a tensão de referência. Ocorre que, considerando a corrente de carga constante, a corrente de linha na rede coincide com a função de modulação das respectivas chaves complementares. Portanto, tem-se a corrente na rede otimizada e



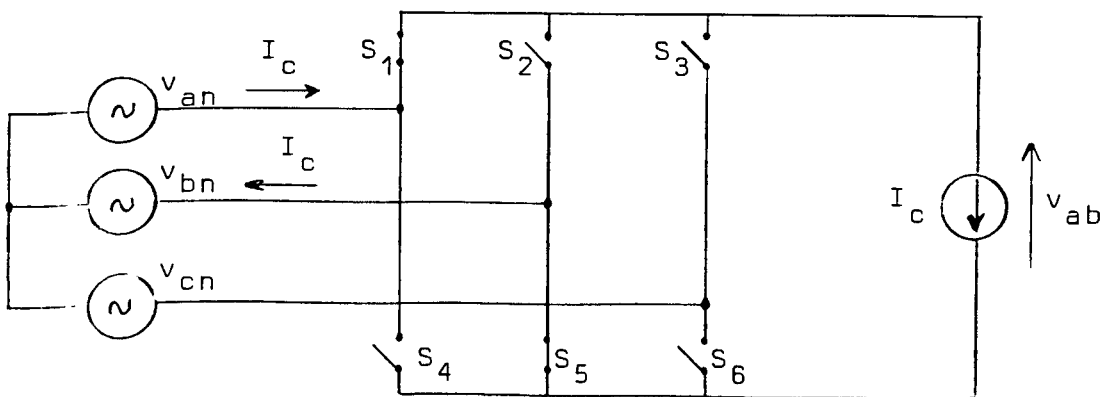
com fator de deslocamento unitário.

Na modulação fixa sempre existem dois interruptores não complementares conduzindo simultaneamente, portanto, nunca se obtém nível zero instantâneo na tensão de saída (figura 1.2.b).

A seguir são mostradas as figuras 1.3.a e 1.3.b onde é representada uma parte da sequência de funcionamento da estrutura.



(a)



(b)

Figuras 1.3.a - Interruptores  $S_1$  e  $S_6$  conduzindo

1.3.b - Interruptores  $S_1$  e  $S_5$  conduzindo

Como pode ser observado nas figuras 1.3.a e 1.3.b , a carga fica sujeita a tensões de linhas distintas a cada comutação dos interruptores. Também, observa-se que a cada comutação a corrente de carga é fornecida pelas fontes de alimentação conectadas aos interruptores que estão conduzindo.

Essa modulação não regula a tensão de saída, caso se deseje manter o fator de deslocamento unitário, ou seja, uma vez definida a função de modulação, a tensão de saída será dependente do valor da tensão da rede. A tensão de saída só é controlada, através do defasamento entre a função de modulação e a tensão de fase, alterando o fator de deslocamento entre a tensão de fase e a corrente na rede. Dessa forma, inclusive, pode-se alterar a polaridade de saída do retificador, deslocando a função de modulação de  $180^\circ$  e obtendo, novamente, fator de deslocamento unitário. Consegue-se, deste modo, o funcionamento do retificador em quatro quadrantes.

### 1.3 - MODULAÇÃO VARIÁVEL

Como solução para a regulação da tensão de saída, sem a perda do fator de deslocamento, utiliza-se a modulação variável. Neste tipo de modulação o controle da tensão de saída é obtido mantendo-se a tensão nula por alguns instantes sobre a carga. Com a variação do tempo de aplicação de tensão nula sobre a carga pode-se variar a tensão média de saída do retificador.

A tensão nula sobre a carga só pode ser obtida pela condução simultânea dos interruptores complementares, permitindo a circulação da corrente de carga em roda livre. Uma destas sequências pode ser observada na figura 4.

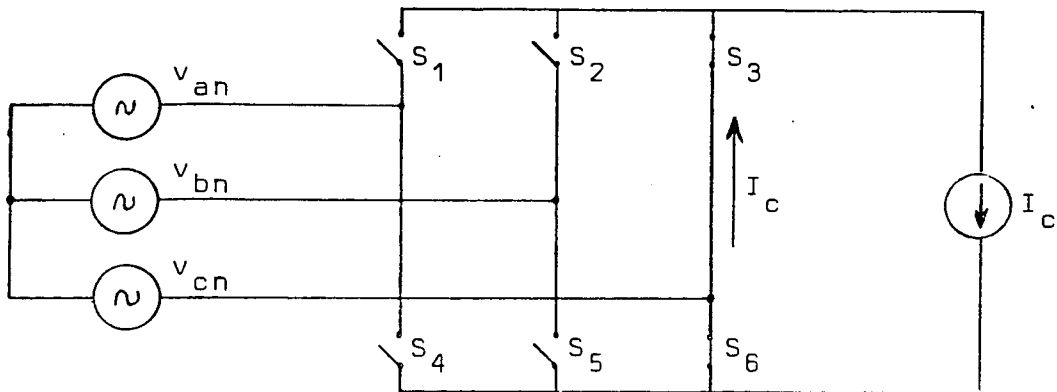


Figura 1.4 - Obtenção da tensão nula sobre a carga.

Caso se tentasse a obtenção dessa tensão nula sobre a carga, abrindo-se todos os interruptores simultaneamente, haveria uma sobretensão sobre os interruptores devido a inexistência de uma malha para a circulação da corrente de carga.

Outra maneira para se obter a variação da tensão média de saída do retificador, sem a perda do fator de deslocamento, seria a aplicação, por um determinado intervalo de tempo, de uma tensão inversa sobre a carga. Com a variação do tempo de aplicação dessa tensão inversa se teria a variação da tensão média de saída.

Este trabalho se restringirá a utilização de uma modulação fixa com o intuito de se comprovar o funcionamento prático da estrutura proposta.

## C A P Í T U L O    2

### ANÁLISE DA ESTRUTURA

#### 2.1 - INTRODUÇÃO

O objetivo principal deste Capítulo é demonstrar o princípio da utilização da modulação fixa, aplicada ao retificador trifásico. Ou seja, deseja-se demonstrar a minimização dos componentes harmônicos de baixa ordem da corrente na rede, a redução dos componentes harmônicos de baixa ordem da tensão na carga e o controle de fator de deslocamento entre a tensão de fase e a corrente na rede.

Devido ao tipo de modulação utilizada, os interruptores que constituem o retificador devem ser bidirecionais em tensão, como poderá ser observado mais adiante na forma de onda da tensão no interruptor.

Dependendo do tipo de carga aplicada no retificador, pode-se exigir regeneração de energia através da corrente, obrigando a utilização de chaves bidirecionais em corrente.

A característica do retificador escolhido para este estudo é de tensão-corrente, ou seja, tem característica de fonte de tensão na entrada e característica de fonte de corrente na carga. Esta consideração facilita a compreensão e a análise da estrutura e, por esta razão, a carga será considerada altamente indutiva.

Devido a comutação da corrente de linha, exigida pela modulação, sobre fontes de alimentação não ideais, existe

a necessidade da introdução de filtros capacitivos na rede. Essas capacitâncias têm a finalidade de desacoplarem as indutâncias existentes na rede, por exemplo: indutâncias da fiação e dos transformadores existentes do retificador. Caso essas indutâncias não fossem desacopladas, elas causariam sobreensões que poderiam danificar os interruptores do retificador.

Na Figura 2.1 mostra-se o circuito básico do retificador com a introdução do filtro capacitivo.

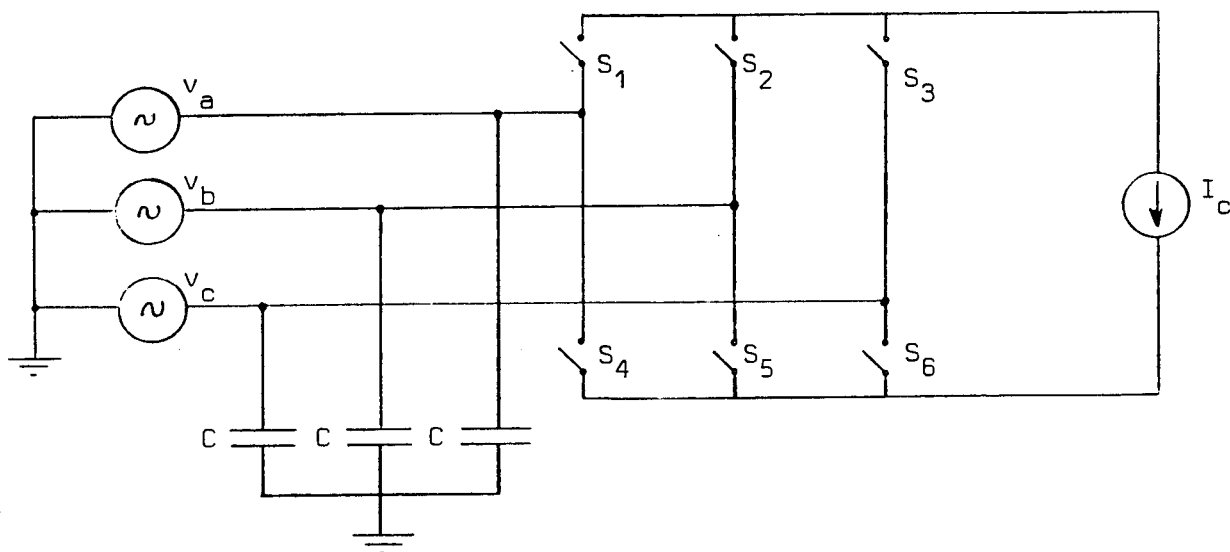


Figura 2.1 - Retificador básico com filtro capacitivo

## 2.2 - EQUACIONAMENTO

Analisar-se-á, a seguir, como é definida a função de modulação e como a sua aplicação nos interruptores interfere na corrente de estrada e na tensão de saída.

A análise da função de modulação permite ava-

liar os componentes harmônicos da corrente na rede e os componentes harmônicos da tensão de saída.

Também, será mostrado como calcular o valor médio da tensão de saída.

#### - ANÁLISE DA TENSÃO RETIFICADA [1]

A tensão de saída do retificador pode ser definida como a composição de um valor médio mais um somatório de componentes harmônicos.

A equação 2.2.1 define a tensão de saída do retificador.

$$v_r(wt) = V_{med} + \sum_{k=6}^{\infty} V_{r,k} \sin(kwt + \phi_{r,k}) \quad (2.2.1)$$

Sendo:

- $v_r$  - tensão de saída do retificador
- $V_{med}$  - componente contínua da tensão de saída do retificador
- $V_{r,k}$  - amplitude de  $k$ -ésimo harmônico da tensão de saída do retificador
- $\phi_{r,k}$  - ângulo de defasamento do  $k$ -ésimo harmônico da tensão de saída do retificador
- $w$  - frequência angular da rede

Como este é um retificador de seis pulsos, o primeiro harmônico a aparecer na tensão de saída é o sexto. A través dessa equação não se pode avaliar a influência da função de modulação na tensão de saída. Portanto, a seguir, é feita uma análise dessa tensão levando-se em conta a função de modulação.

A modulação a ser empregada no retificador po de ser representada pelas seguintes funções.

$$F_a(wt) = \sum_{m=1}^{\infty} F_m \cdot \text{sen } (m \cdot wt) \quad (2.2.2)$$

$$F_b(wt) = \sum_{m=1}^{\infty} F_m \cdot \text{sen } m (wt - 120^\circ) \quad (2.2.3)$$

$$F_c(wt) = \sum_{m=1}^{\infty} F_m \cdot \text{sen } m (wt - 240^\circ) \quad (2.2.4)$$

Sendo:

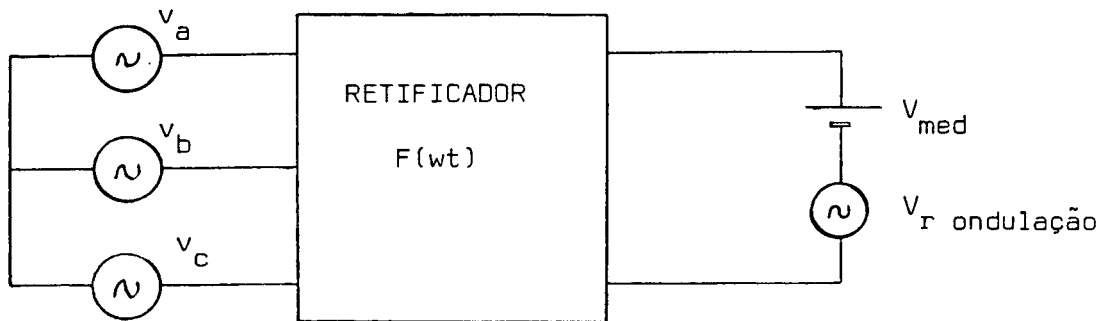
$F_a(wt)$  - função de modulação aplicada ao braço do retificador onde estão os interruptores 1 e 4

$F_b(wt)$  - função de modulação aplicada do braço de retificador onde estão os interruptores 2 e 5

$F_c(wt)$  - função de modulação aplicada ao braço do retificador onde estão os interruptores 3 e 6

$F_m$  - é a amplitude do harmônico de ordem  $m$  da função de modulação.

O retificador sob estudo pode ser representado pela Figura 2.2.



$v_r$  ondulação: ondulação da tensão retificada

Figura 2.2 - Retificador trifásico

A tensão retificada é obtida pela composição das tensões de fase de cada braço. Isto é mostrado na equação 2.2.5.

$$v_r(wt) = v_a(wt) \cdot F_a(wt) + v_b(wt) \cdot F_b(wt) + v_c(wt) \cdot F_c(w) \quad (2.2.5)$$

$v_a(wt)$ ,  $v_b(wt)$  e  $v_c(wt)$  representam as tensões de fase da rede.

Portanto, verifica-se que a tensão retificada é a soma dos produtos entre as tensões de fase e as funções de modulação respectivas.



- CÁLCULO DA TENSÃO MÉDIA [1]

Sabendo que:

$$v_a(wt) = V_{\text{máx}} \cdot \text{sen}(wt) \quad (2.2.6)$$

$$v_b(wt) = V_{\text{máx}} \cdot \text{sen}(wt - 120^\circ) \quad (2.2.7)$$

$$v_c(wt) = V_{\text{máx}} \cdot \text{sen}(wt - 240^\circ) \quad (2.2.8)$$

Sendo  $V_{\text{máx}}$  o valor máximo da tensão de fase.

Da equação 2.2.5, obtém-se a equação 2.2.9.

$$\begin{aligned} v_r(wt) = & V_{\text{máx}} \cdot \text{sen}(wt) \cdot F_a(wt) + V_{\text{máx}} \cdot \text{sen}(wt - 120^\circ) \cdot \\ & \cdot F_b(wt) + V_{\text{máx}} \cdot \text{sen}(wt - 240^\circ) \cdot F_c(wt) \end{aligned} \quad (2.2.9)$$

Ou ainda:

$$\begin{aligned} v_r(wt) = & V_{\text{máx}} \cdot \text{sen}(wt) \cdot \sum_{m=1}^{\infty} F_m \cdot \text{sen}(m \cdot wt) + \\ & + V_{\text{máx}} \cdot \text{sen}(wt - 120^\circ) \cdot \sum_{m=1}^{\infty} F_m \cdot \text{sen } m(wt - 120^\circ) + \\ & + V_{\text{máx}} \cdot \text{sen}(wt - 240^\circ) \cdot \sum_{m=1}^{\infty} F_m \cdot \text{sen } m(wt - 240^\circ) \end{aligned} \quad (2.2.10)$$

Expandindo os produtos da equação 2.2.10:

$$\begin{aligned}
 v_r(wt) = & V_{\text{m}\hat{\text{a}}\text{x}} \cdot \text{sen}(wt) \cdot F_1 \text{sen}(wt) + \\
 & + V_{\text{m}\hat{\text{a}}\text{x}} \cdot \text{sen}(wt) \cdot \sum_{m=5}^{\infty} F_m \text{sen}(m wt) + \\
 & + V_{\text{m}\hat{\text{a}}\text{x}} \cdot \text{sen}(wt - 120^\circ) \cdot F_1 \text{sen}(wt - 120^\circ) + \\
 & + V_{\text{m}\hat{\text{a}}\text{x}} \cdot \text{sen}(wt - 120^\circ) \cdot \sum_{m=5}^{\infty} F_m \text{sen } m (wt - 120^\circ) + \\
 & + V_{\text{m}\hat{\text{a}}\text{x}} \cdot \text{sen}(wt - 240^\circ) \cdot F_1 \text{sen}(wt - 240^\circ) + \\
 & + V_{\text{m}\hat{\text{a}}\text{x}} \cdot \text{sen}(wt - 240^\circ) \cdot \sum_{m=5}^{\infty} F_m \text{sen } m (wt - 240^\circ)
 \end{aligned}
 \tag{2.2.11}$$

Para o cálculo do valor médio da tensão retificada, utiliza-se a equação 2.2.11.

$$V_{\text{med}} = \frac{1}{T} \int_0^T v_r(wt) \, dwt
 \tag{2.2.11}$$

Aplicando-se a integral à equação 2.2.11 os termos que possuem o produto de senóides de frequências diferentes resultarão nulos. Portanto, os únicos termos que contribuem para o valor médio estão contidos na equação 2.2.12.

$$V_{med} = V_{m\acute{a}x} \cdot F_1 \cdot \frac{1}{T} \cdot \int_0^T [\text{sen}^2 wt + \text{sen}^2 (wt - 120^\circ) + \text{sen}^2 (wt - 240^\circ)]_{dwt} \quad (2.2.12)$$

Por isso a expressão do valor médio da tensão é:

$$V_{med} = \frac{3}{2} \cdot V_{m\acute{a}x} \cdot F_1 \quad (2.2.13)$$

Onde:

$F_1$  - amplitude da fundamental da função de modulação

#### - ANÁLISE DA CORRENTE NA ENTRADA [1]

Considerando a corrente de carga do retificador constante, pode-se representá-lo através da Figura 2.3.

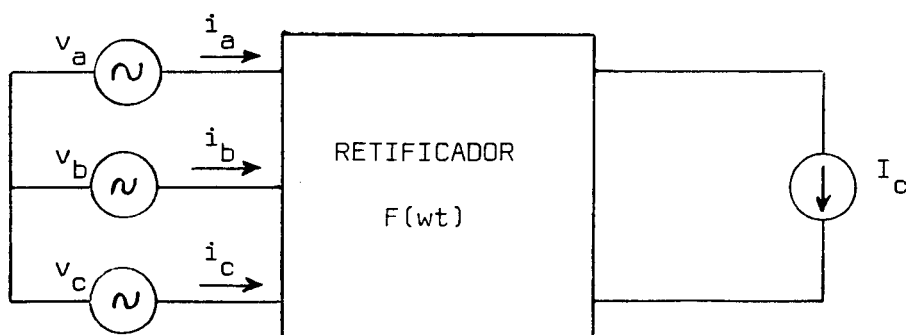


Figura 2.3 - Retificador trifásico com corrente constante

Sendo:

$i_a$  = corrente de linha da fase A

$i_b$  = corrente de linha da fase B

$i_c$  = corrente de linha da fase C

A corrente de linha é obtida pelo produto da função de modulação, aplicada aos interruptores complementares dessa fase, e a corrente de carga, considerada constante.

$$i_a(wt) = F_a(wt) \cdot I_c \quad (2.2.14)$$

$$i_b(wt) = F_b(wt) \cdot I_c \quad (2.2.15)$$

$$i_c(wt) = F_c(wt) \cdot I_c \quad (2.2.16)$$

Portanto:

$$i_a(wt) = I_c \cdot \sum_{m=1}^{\infty} F_m \cdot \text{sen } (m wt) \quad (2.2.17)$$

$$i_b(wt) = I_c \cdot \sum_{m=1}^{\infty} F_m \cdot \text{sen } m (wt - 120^\circ) \quad (2.2.18)$$

$$i_c(wt) = I_c \cdot \sum_{m=1}^{\infty} F_m \cdot \text{sen } m (wt - 240^\circ) \quad (2.2.19)$$

Verifica-se, então, que o conteúdo harmônico das correntes de linha dependem, unicamente, do conteúdo harmônico da função de modulação.

### 2.3 - OTIMIZAÇÃO

O termo otimização está ligado à redução do conteúdo harmônico, seja através da eliminação de harmônicos ou através de minimização destes.

O programa de otimização utilizado para a obtenção da função de modulação aplicada aos interruptores do conversor sob estudo, utiliza o método do gradiente simplificado e foram desenvolvidos em linguagem FORTRAN [1, 8, 9].

Para o programa de otimização decidiu-se utilizar 15 comutações por período para cada interruptor. É possível um aumento deste número de comutações desde que se respeite a máxima frequência de comutação dos interruptores e se leve em consideração as perdas envolvidas na comutação.

Após a otimização, os instantes de comutação calculados são armazenados em arquivos para posterior simulação ou para serem transferidos para uma memória [9].

A seguir são apresentados os resultados da otimização, obtidos por computador. Nestes resultados, podem ser observadas as amplitudes dos harmônicos otimizados, bem como os instantes de disparo e bloqueio dos interruptores para a frequência de modulação de 60 Hz. Devido a utilização de apenas 15 pulsos por período, esse tipo de modulação só permite otimizar até o vigésimo terceiro harmônico.

# PROGRAMA DE OTIMIZACAO A TRES NIVEIS -INVII

NUMERO DE PARAMETROS = 7

## PARAMETROS A OTIMIZAR :

.52360E+00 .54200E+00 .64710E+00 .67720E+00 .83000E+00  
.89460E+00 .99100E+00

\*\*\*\*\*

----- ANTES DA OTIMIZACAO -----

\*\*\*\*\*

AMPLITUDE DAS HARMONICAS 1,3,5,7,9,11,13,15,17,19,21,23:

.102809E+01 .202376E-06 .592618E-02 .130522E-01 .843233E-08  
.207463E-01 .429433E-02 .121426E-06 .322024E-01 .401757E-02  
.000000E+00 .866195E-01

\*\*\*\*\*

\*\*\*\*\*

----- DEPOIS DA OTIMIZACAO -----

\*\*\*\*\*

AMPLITUDE DAS HARMONICAS 1,3,5,7,9,11,13,15,17,19,21,23:

.102817E+01 .126485E-06 .605215E-02 .131046E-01 .337293E-07  
.203793E-01 .469324E-02 .222614E-06 .329638E-01 .264491E-02  
.101188E-06 .835574E-01

\*\*\*\*\*

CRITERIO E PARAMETROS OTIMIZADOS -----

.217964E-03 .523599E+00 .542000E+00 .647546E+00 .677631E+00  
.830000E+00 .894100E+00 .990000E+00

PARAMETROS P1,P2,.....P(NV), EM GRAUS

30.0000 31.0543 37.1016 38.8254 47.5555  
51.2281 56.7228

FREQUENCIA DE MODULACAO = 60.0000000

TRANSISTOR 1 -----

DISPAROS :

.143770E-02 .179747E-02 .237167E-02 .277778E-02 .318388E-02  
.375808E-02 .411786E-02 .125000E-01 .128288E-01 .133128E-01  
.137372E-01 .140406E-01 .144650E-01 .149490E-01 .152778E-01

BLOQUEIOS :

.138889E-02 .171767E-02 .220164E-02 .262606E-02 .292950E-02  
.335391E-02 .383789E-02 .416667E-02 .125488E-01 .129086E-01  
.134828E-01 .138889E-01 .142950E-01 .148692E-01 .152290E-01

TRANSISTOR 2 -----

DISPAROS :

.138889E-02 .171767E-02 .220164E-02 .262606E-02 .292950E-02  
.335391E-02 .383789E-02 .416667E-02 .699326E-02 .735303E-02  
.792723E-02 .833333E-02 .873944E-02 .931364E-02 .967341E-02

BLOQUEIOS :

.143770E-02 .179747E-02 .237167E-02 .277778E-02 .318388E-02  
.375808E-02 .411786E-02 .694444E-02 .727322E-02 .775720E-02  
.818161E-02 .848505E-02 .890947E-02 .939344E-02 .972222E-02

# TRANSISTOR 3 -----

## DISPAROS :

.694444E-02	.727322E-02	.775720E-02	.818161E-02	.848505E-02
.870947E-02	.939344E-02	.972222E-02	.125488E-01	.129086E-01
.134828E-01	.138889E-01	.142950E-01	.148692E-01	.152290E-01

## BLOQUEIOS :

.699326E-02	.735303E-02	.792723E-02	.833333E-02	.873944E-02
.931364E-02	.967341E-02	.125000E-01	.128288E-01	.133128E-01
.137372E-01	.140406E-01	.144650E-01	.149490E-01	.152778E-01

# TRANSISTOR 4 -----

## DISPAROS :

.416667E-02	.449545E-02	.497942E-02	.540383E-02	.570728E-02
.613169E-02	.661566E-02	.694444E-02	.977103E-02	.101308E-01
.107050E-01	.111111E-01	.115172E-01	.120914E-01	.124512E-01

## BLOQUEIOS :

.421548E-02	.457525E-02	.514945E-02	.555556E-02	.596166E-02
.653586E-02	.689563E-02	.972222E-02	.100510E-01	.105350E-01
.109594E-01	.112628E-01	.116872E-01	.121712E-01	.125000E-01

# TRANSISTOR 5 -----

## DISPAROS :

-.144631E-18	.406104E-03	.980307E-03	.134008E-02	.972222E-02
.100510E-01	.105350E-01	.109594E-01	.112628E-01	.116872E-01
.121712E-01	.125000E-01	.153266E-01	.156864E-01	.162606E-01

## BLOQUEIOS :

.151721E-03	.576134E-03	.106011E-02	.138889E-02	.977103E-02
.101308E-01	.107050E-01	.111111E-01	.115172E-01	.120914E-01
.124512E-01	.152778E-01	.156066E-01	.160905E-01	.165149E-01

# TRANSISTOR 6 -----

## DISPAROS :

.151721E-03	.576135E-03	.106011E-02	.138889E-02	.421548E-02
.457525E-02	.514945E-02	.555556E-02	.596166E-02	.653586E-02
.689563E-02	.152778E-01	.156066E-01	.160905E-01	.165149E-01

## BLOQUEIOS :

.406104E-03	.980307E-03	.134008E-02	.416667E-02	.449545E-02
.497942E-02	.540383E-02	.570728E-02	.613169E-02	.661566E-02
.694444E-02	.153266E-01	.156864E-01	.162606E-01	.166667E-01

\*\*\*\*\*

Observa-se que a amplitude do componente harmônico de ordem 3 e seus múltiplos são aproximadamente iguais a zero. Na verdade, os valores desses harmônicos deveriam ser iguais a zero. Isso porque sendo uma estrutura trifásica sem ponto médio, já que o retificador sob estudo é em ponte completa, não pode haver circulação do terceiro harmônico e seus múltiplos. Os valores desses harmônicos fornecidos pelo computador são devidos à propagação de erros, causados pela utilização de métodos numéricos para a realização dos cálculos.

Os componentes harmônicos de ordem 2 e seus múltiplos não existem devido à simetria da forma de onda da modulação.

Os componentes harmônicos que realmente foram otimizados e suas respectivas amplitudes em relação à fundamental, estão representados na Tabela 2.1.

ORDEM DO HARMÔNICO	AMPLITUDE EM RELAÇÃO A FUNDAMENTAL
5	0,6%
7	1,3%
11	2,0%
13	0,4%
17	3,2%
19	0,4%
23	8,7%

Tabela 2.1 - Harmônicos otimizados



Verificar-se-á que existe uma grande semelhança entre as amplitudes dos componentes harmônicos da função de modulação com a amplitude dos harmônicos da corrente na rede.

Os instantes de disparo e bloqueio listados foram arquivados e utilizados tanto na simulação do funcionamento do retificador quanto na gravação da memória EPROM utilizada no circuito lógico que será apresentado no Capítulo 3.

A partir desse arquivo de dados dos instantes de disparo e bloqueio obteve-se a figura 2.4 que representa os comandos dos interruptores 1, 2 e 3, com 15 pulsos por período. Os comandos dos interruptores 4, 5 e 6, são obtidos com uma complementação de  $180^\circ$  em relação aos comandos 1, 2 e 3, respectivamente.

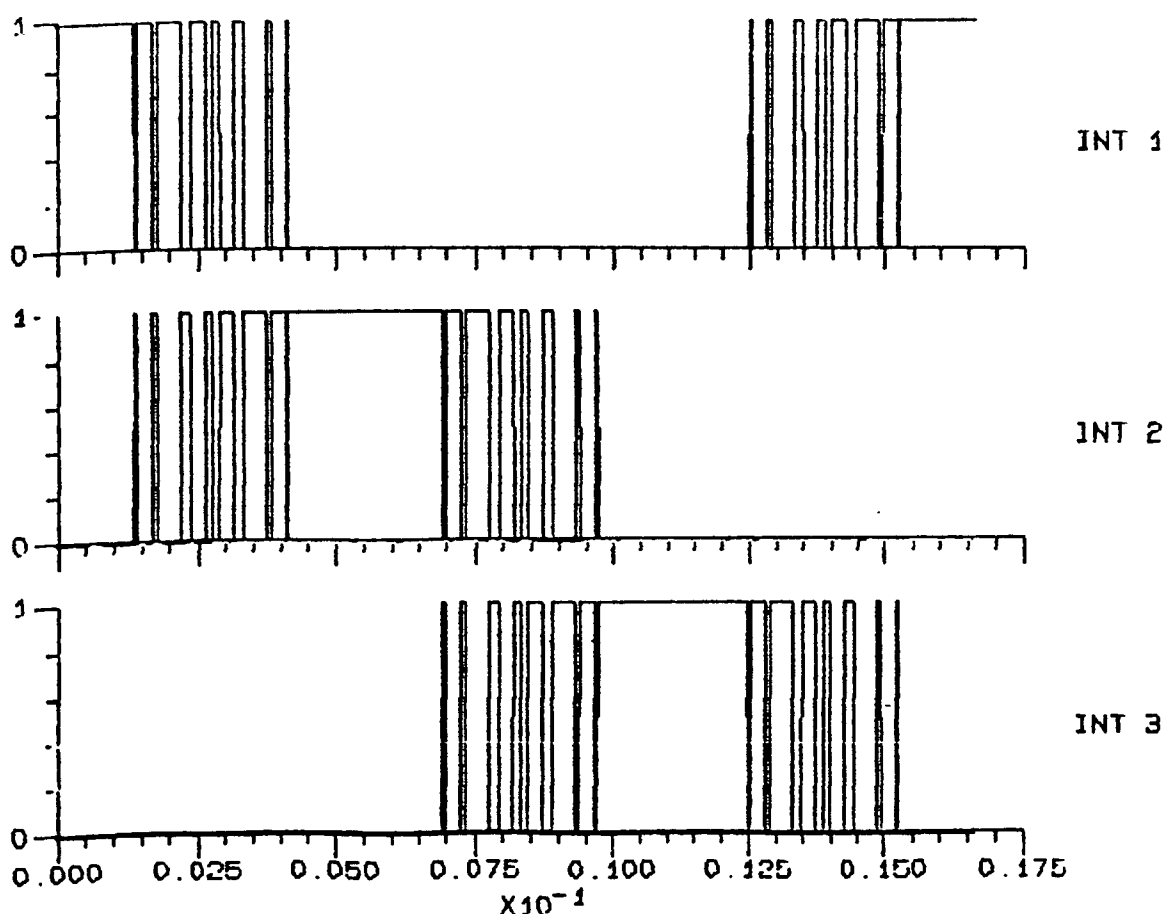


Figura 2.4 - Função de modulação dos interruptores 1, 2 e 3, respectivamente

## 2.4 - SIMULAÇÃO

De modo a se comprovar o princípio de funcionamento do retificador empregando a modulação fixa e, também, a fim de especificar os níveis de tensão e corrente que seriam utilizados em função dos componentes disponíveis procedeu-se a simulação do retificador através de um programa de simulação por computador [2].

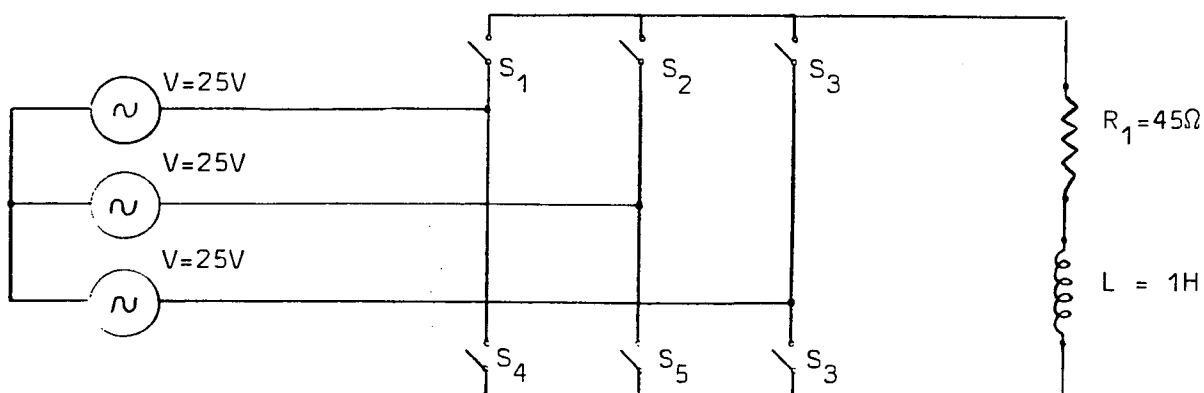


Figura 2.5 - Configuração utilizada na simulação

Adotou-se, para a fonte de alimentação, uma tensão de fase com valor eficaz de 25 V. O valor da resistência de carga foi definido em função da máxima corrente que os interruptores a serem utilizados suportavam.

Para se provar o princípio de funcionamento do retificador utilizando-se a modulação fixa seria ideal a utilização de uma fonte de corrente como carga. Por essa razão, utilizou-se um alto valor de indutância de carga.

## 2.5 - FORMAS DE ONDA OBTIDAS NA SIMULAÇÃO

Após a simulação, guardou-se em um arquivo os valores de corrente e tensão, instante a instante, em determinados componentes do circuito.

A seguir, na Figura 2.6, é mostrada a forma de onda da tensão na carga do retificador.

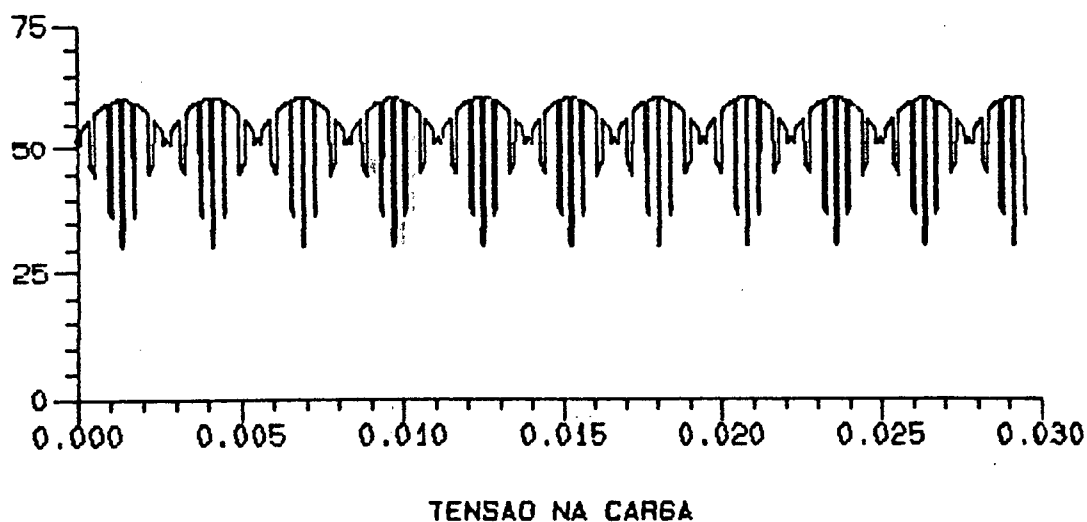


Figura 2.6 - Tensão na Carga

Verifica-se, na Figura 2.6, que em nenhum instante a tensão sobre a carga é nula. Também, pode-se verificar que o número de comutações por período é bastante elevado.

Na Figura 2.7 é mostrada a forma de onda da corrente na carga.

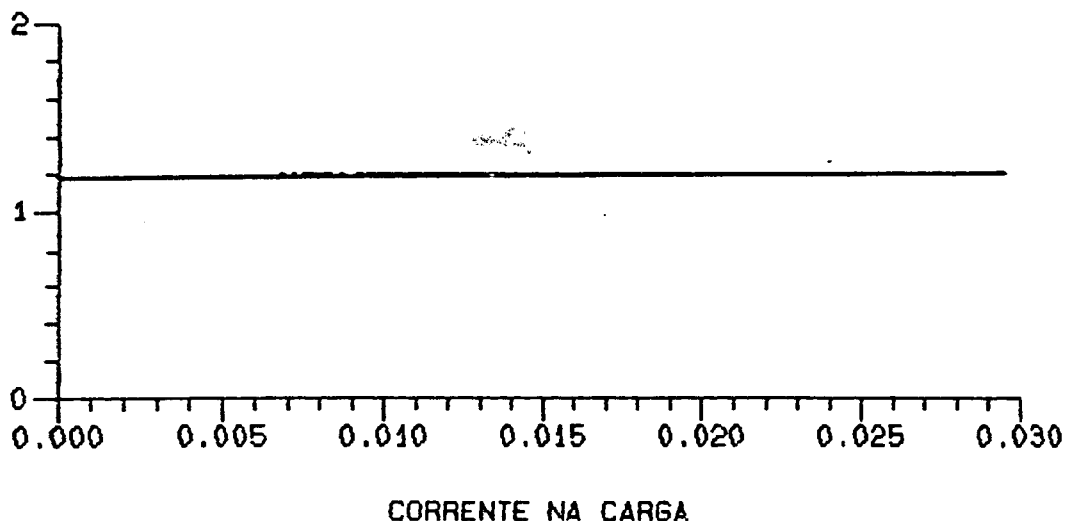
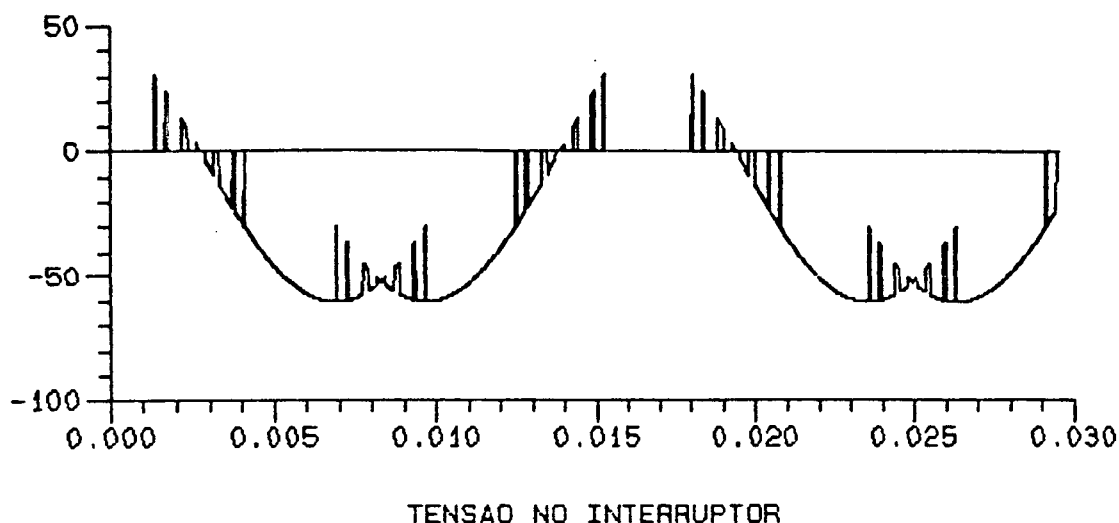


Figura 2.7 - Corrente na carga

Embora possa ser observado na Figura 2.6 que a forma de onda da tensão é variável com o tempo, devido a alta indutância da carga não se observa ondulação na corrente de carga mostrada na Figura 2.7.

Na Figura 2.8 é mostrada a forma da onda de tensão sobre um interruptor. Nela, observar-se a aplicação de tensão inversa sobre o interruptor. Portanto, a simulação mostra que a modulação fixa aplicada ao retificador sob estudo, exige a utilização de interruptores bidirecionais em tensão [1].



## 2. 8 - Tensão sobre o interruptor

Na Figura 2.9 é mostrada a forma de onda da corrente ao interruptor.

Analisando-se a Figura 2.4, onde são mostradas as funções de modulação dos interruptores utilizados no retificador, verifica-se que estas coincidem com a forma de onda da corrente sobre o interruptor mostrada na Figura 2.9. Isso porque utiliza-se uma carga com corrente constante, que é o caso ideal para a comprovação do princípio da modulação fixa.

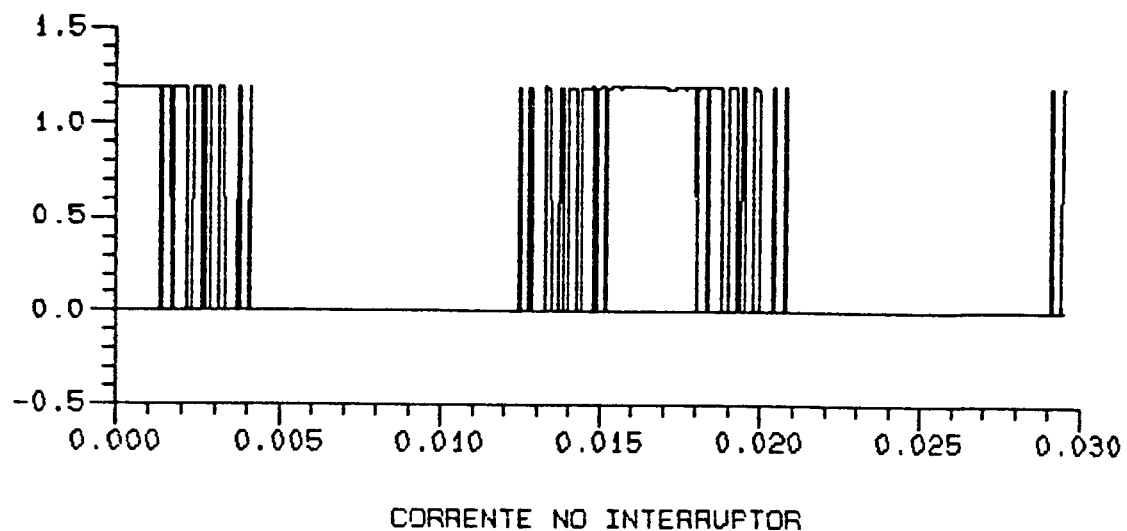


Figura 2.9 - Corrente no Interruptor

Na Figura 2.10 é mostrada a forma de onda da corrente na rede.

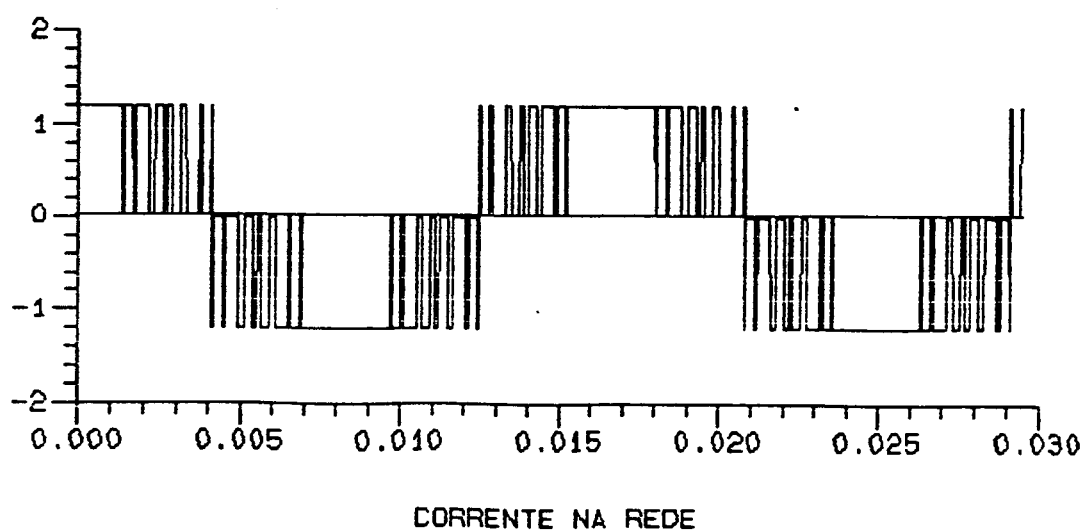


Figura 2.10 - Corrente na rede

Verifica-se, pela análise da Figura 2.10, que a forma da onda da corrente na rede coincide com a composição das funções de modulação dos interruptores complementares ligados à mesma fase. Portanto, pode-se afirmar, embora isso seja comprovado mais adiante através da análise harmônica, que a amplitude dos harmônicos da corrente na rede coincidem com a amplitude dos harmônicos da função de modulação. É por essa razão que a otimização é feita em cima da função de modulação, com o objetivo de minimizar os componentes harmônicos de baixa ordem da corrente na rede.

## 2.6 - ANÁLISE HARMÔNICA

As curvas a serem analisadas são resultados da simulação da estrutura por computador. A análise harmônica leva em conta um período da curva a ser analisada, supondo que o período se reproduz de modo idêntico.

O programa de análise harmônica utilizado fornece como resultados:

- Uma componente contínua;
- Os termos em seno e cosseno da série de Fourier;
- Os termos complexos que representam as amplitudes das harmônicas;
- Taxa total de harmônicas em relação a amplitude da primeira harmônica calculadas;
- Plotagem gráfica do espectro de Fourier analisado.

Foi realizada a análise harmônica da tensão na carga e da corrente na rede. Isso, por se desejar conhecer os componentes harmônicos dessas grandezas com a finalidade de se avaliar os valores dos filtros de entrada e saída do conversor.

Na Figura 2.11 é mostrada a análise harmônica da tensão na saída do retificador e em seguida é mostrada a Tabela com os valores dos componentes harmônicos. Nela pode-se observar a existência de componentes harmônicos de ordem 6 e seus múltiplos. Isso, porque o retificador sob estudo é de seis pulsos, portanto, os harmônicos existentes são múltiplos de 6.

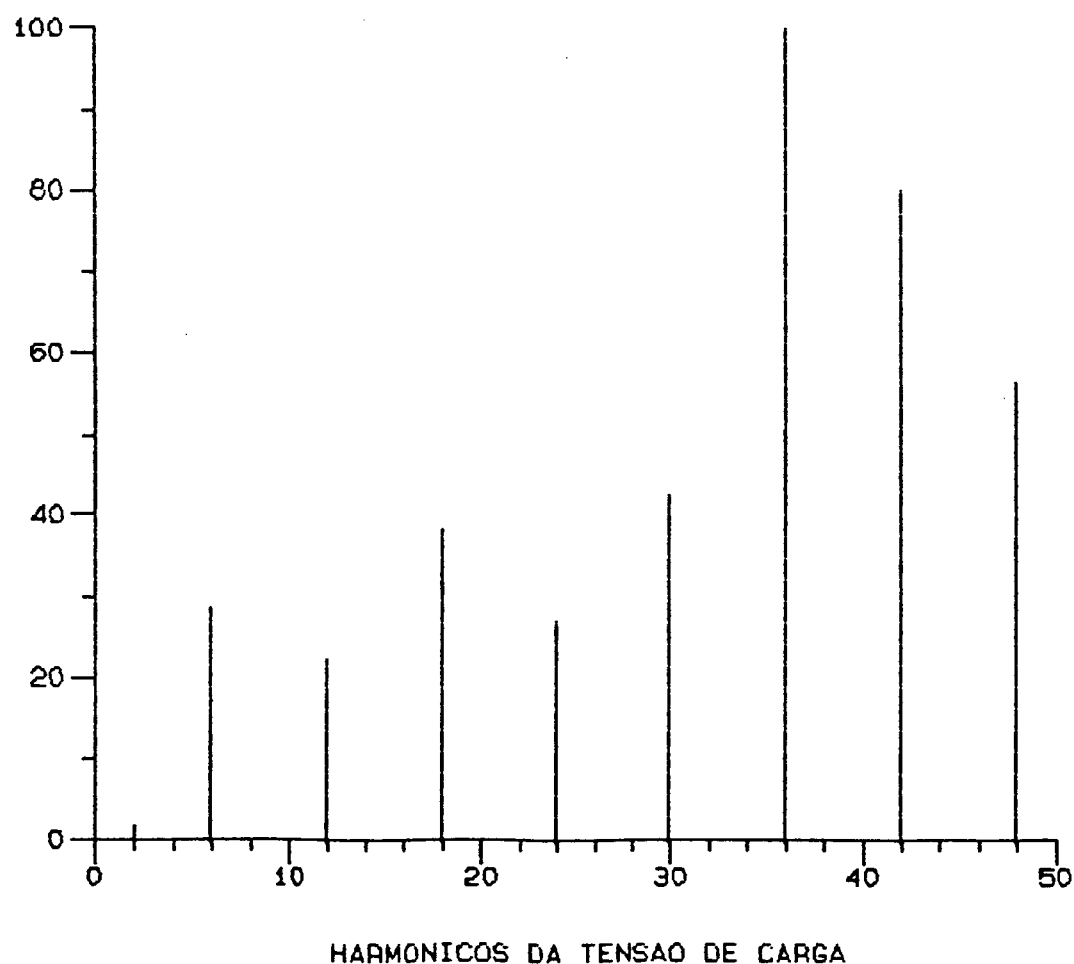


Figura 2.11 - Harmônicos da tensão de carga



N = 4096 T = .166667E-01 F = 60.00

COMPONENTE CONTINUA = 53.8586900

TERMOS EM COSENOS

.76741E-04	-.83280E-01	.46886E-04	.16821E-02
.63527E-04	.73071E+00	.42613E-04	.17100E-02
.29425E-04	.46810E-02	.35858E-04	.50077E-01
.45905E-04	.28787E-02	.63423E-04	.89293E-03
.85893E-04	.14469E+01	.42976E-04	.18372E-02
.72403E-04	-.24134E-02	.25028E-03	-.11100E+01
-.22708E-03	.11361E-01	-.71091E-04	-.56186E-03
-.99583E-04	-.64251E+00	.68447E-04	-.34390E-02
.39896E-04	-.52008E-02	.15200E-03	-.23473E+01
-.17553E-03	.58758E-02	-.12281E-03	.87403E-02
-.32565E-03	-.34850E+01	.34245E-03	-.39540E-02
.16595E-03	-.19273E-02	.25943E-03	-.19326E+01
-.85801E-04	.13895E-01		

TERMOS EM SENOS

.44992E-03	.36789E-01	.15409E-03	.13812E-03
.68417E-04	.10231E+01	.59616E-04	-.42321E-02
.31196E-04	.55119E-02	.19358E-04	-.98123E+00
.64678E-04	-.25142E-02	.39202E-04	.44950E-02
.89988E-05	-.86542E+00	.93519E-05	.49760E-03
.20395E-04	-.35367E-02	.86250E-04	-.44753E+00
-.12883E-03	-.21013E-02	-.12509E-03	.13083E-01
-.27927E-03	-.17599E+01	.17453E-03	-.11122E-01
-.25644E-05	.94084E-02	-.20176E-03	.37082E+01
.32021E-03	-.19647E-01	.12038E-03	.96615E-02
.10769E-03	.50741E+00	.40172E-04	.54439E-03
.72811E-04	-.72069E-02	.14045E-03	-.15648E+01
-.16529E-03	.37731E-02		

TERMOS COMPLEXOS(AMPLITUDE

.45642E-03	.91044E-01	.16107E-03	.16877E-02
.93362E-04	.12573E+01	.73280E-04	.45645E-02
.42884E-04	.72314E-02	.40750E-04	.98251E+00
.79312E-04	.38221E-02	.74561E-04	.45829E-02
.86363E-04	.16860E+01	.43982E-04	.19034E-02
.75220E-04	.42817E-02	.26472E-03	.11968E+01
.26108E-03	.11554E-01	.14388E-03	.13095E-01
.29649E-03	.18733E+01	.18748E-03	.11642E-01
.39978E-04	.10750E-01	.25261E-03	.43887E+01
.36516E-03	.20507E-01	.17197E-03	.13028E-01
.34299E-03	.35218E+01	.34479E-03	.39913E-02
.18122E-03	.74601E-02	.29501E-03	.24867E+01
.18623E-03	.14398E-01		

TOTAL HARMONICOS = 6.9417910

ND. DA CURVA ANALISADA = 1

FUNDAMENTAL: ! MODULO ! FASE !

-----  
1 .456416E-03 .967957E+01

Na Figura 2.12 é mostrada a análise harmônica da corrente na rede e em seguida é mostrada a Tabela com os valores dos componentes harmônicos. Nela pode ser observado que os componentes harmônicos de ordem 5, 7, 11, 13, 17 e 19 são desprezíveis e que o primeiro harmônico significativo é o de ordem 23.

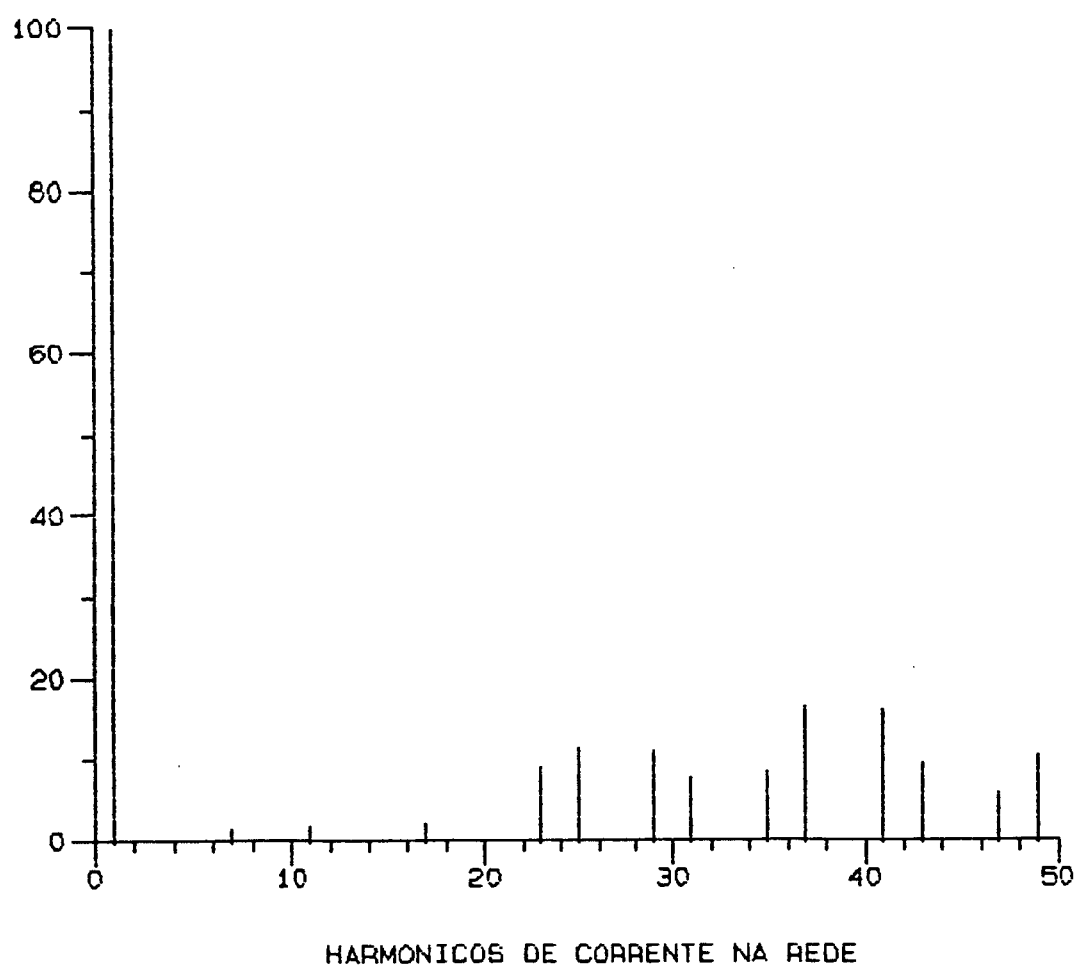


Figura 2.12 - Harmônicos de corrente na rede

N = 4096 T = .166667E-01 F = 60.00

COMPONENTE CONTINUA = 2.854689E-004

TERMOS EM COSENOS

.11397E+01	-.42467E-03	-.44391E-03	-.90922E-04
.94364E-02	-.45393E-04	.12272E-01	.19666E-07
-.24638E-03	.82162E-05	.10090E-01	-.30487E-04
.22662E-03	-.14795E-04	-.37514E-04	-.13344E-04
.29300E-01	-.15322E-04	.38113E-02	-.34187E-04
-.11366E-03	-.79413E-04	.84386E-01	.81758E-04
-.14075E+00	.59715E-04	-.29211E-04	.10989E-03
.58984E-02	-.20326E-03	.62249E-01	.14562E-04
-.12504E-03	.41702E-06	.80699E-01	-.23643E-03
-.32878E-01	.19251E-03	-.25901E-03	.13070E-03
-.19034E+00	.35491E-04	.10457E+00	-.63527E-04
-.34744E-03	-.55376E-04	.35729E-01	.11376E-03
-.12384E+00	.18519E-04		

TERMOS EM SENOS

-.44987E+00	-.13630E-02	-.10990E-02	-.55449E-03
.61769E-02	-.36454E-03	.17180E-01	-.28483E-03
-.34787E-03	-.20847E-03	-.21228E-01	-.18652E-03
.62873E-03	-.15197E-03	.66653E-05	-.11113E-03
-.25986E-02	-.14567E-03	-.85051E-02	-.11905E-03
-.10487E-03	-.75364E-04	.76418E-01	-.30525E-03
.14628E-02	.28152E-04	.10151E-03	-.14663E-04
-.13832E+00	-.25621E-06	.73189E-01	-.11937E-03
-.36099E-03	-.25446E-04	-.64988E-01	-.21185E-03
.20019E+00	-.12042E-03	.77841E-04	-.20453E-03
-.51445E-01	.22177E-03	-.53191E-01	-.91290E-04
-.31058E-03	-.49597E-04	.64636E-01	-.17801E-03
-.39975E-01	.91923E-04		

TERMOS COMPLEXOS(AMPLITUDE

.12253E+01	.14276E-02	.11852E-02	.56189E-03
.11278E-01	.36736E-03	.21113E-01	.28483E-03
.42628E-03	.20863E-03	.23503E-01	.18900E-03
.66832E-03	.15269E-03	.38101E-04	.11193E-03
.29415E-01	.14647E-03	.93200E-02	.12386E-03
.15465E-03	.10948E-03	.11384E+00	.31601E-03
.14076E+00	.66018E-04	.10563E-03	.11086E-03
.13845E+00	.20326E-03	.96081E-01	.12026E-03
.38203E-03	.25450E-04	.10361E+00	.31746E-03
.20287E+00	.22707E-03	.27045E-03	.24272E-03
.19717E+00	.22459E-03	.11732E+00	.11122E-03
.46602E-03	.74339E-04	.73854E-01	.21125E-03
.13013E+00	.93770E-04		

TOTAL HARMONICOS = 4.360942E-001

NO. DA CURVA ANALISADA = 3

FUNDAMENTAL: ! MODULO ! FASE !

1 .122531E+01 -.684600E+02

Na Tabela 2.2 é feita uma comparação entre os componentes harmônicos obtidos na otimização da função de modulação e os componentes harmônicos da corrente na rede obtidos pela simulação.

ORDEM DO HARMÔNICO	OTIMIZAÇÃO	SIMULAÇÃO
5	0,6%	1,1%
7	1,3%	2,1%
11	2,0%	2,3%
13	0,4%	0,1%
17	3,2%	2,9%
19	0,4%	0,9%
23	8,7%	11,3%

Tabela 2.2 - Comparação entre harmônicos da função de modulação e da corrente na rede

Verifica-se que existe uma grande semelhança entre os valores dos componentes harmônicos da corrente na rede e os valores dos componentes harmônicos minimizados da função de modulação. A diferença existente se deve as imprecisões incrementadas pelo programa de simulação.

Portanto, tem-se uma excelente minimização dos componentes harmônicos de baixa ordem da corrente na rede.



Para efeito de comparação foi feita uma simulação de um retificador trifásico em ponte completa, a diodos, com a mesma carga utilizada na simulação anterior. Com o resultado da forma de onda da corrente na rede para esse caso, obteve-se a análise harmônica da corrente na rede. Na figura 2.13 é mostrada a forma de onda da corrente na rede e na figura 2.14 é mostrada a análise harmônica dessa corrente.

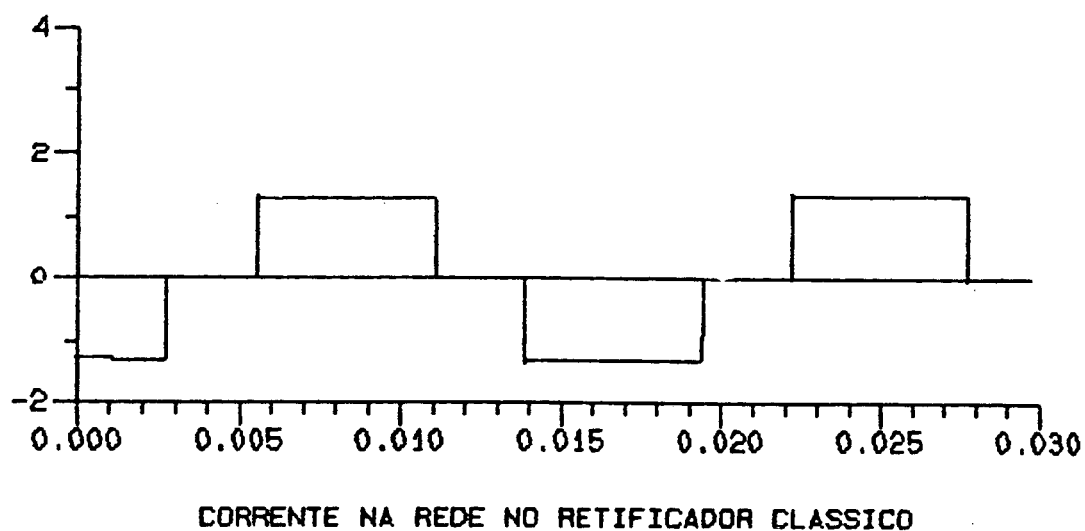
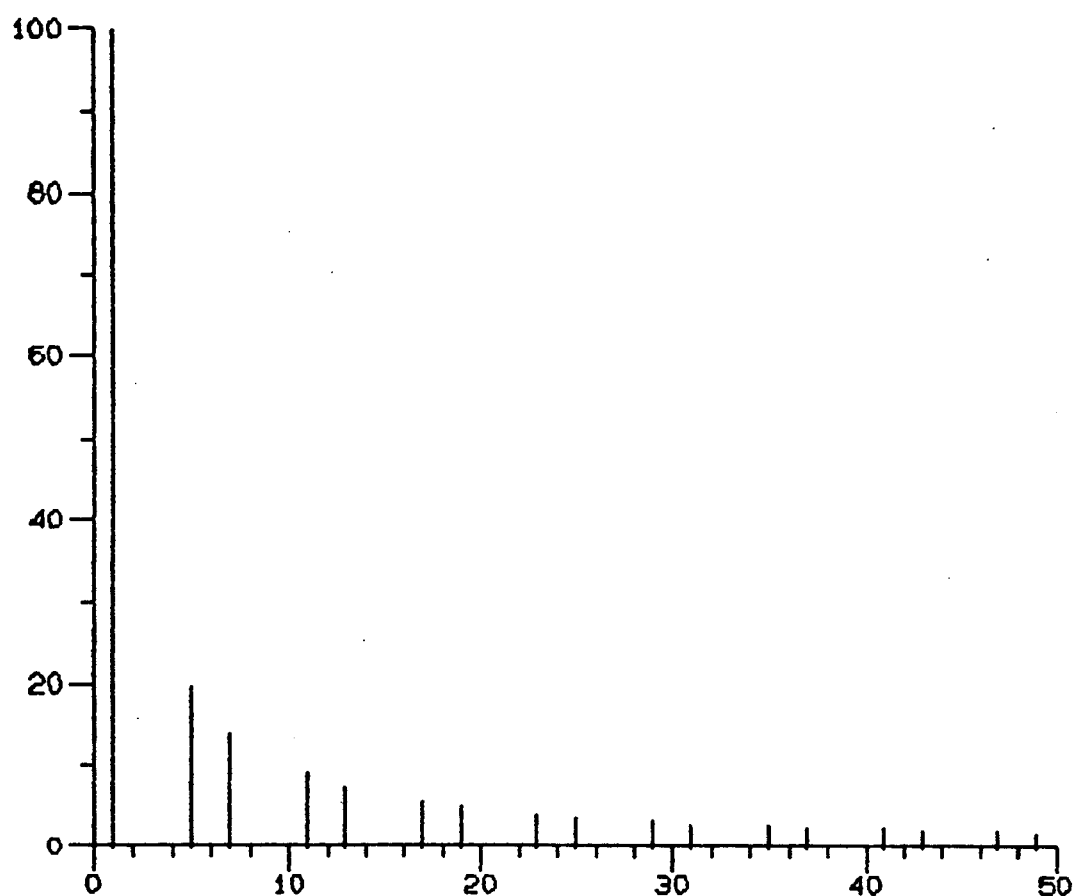


Figura 2.13 - Corrente na rede para o retificador clássico



ESPECTRO DA CORRENTE NA REDE PARA O RETIFICADOR CLASSICO

Figura 2.14 - Espectro da corrente na rede para o retificador clássico

Como se pode observar, o primeiro harmônico significativo da corrente na rede para o retificador trifásico clássico é o quinto, sendo que ele representa 20% do valor da Fundamental. Portanto, para a filtragem dessa corrente, tem-se que utilizar filtros de maior valor, acarretando maiores dificuldades e maior custo.

## 2.7 - CONCLUSÃO

Nota-se, pelo estudo realizado neste Capítulo, que o retificador sob análise é possível de ser implementado e apresenta um bom desempenho. Pela simples análise dos resultados da simulação, conclui-se que sua aplicação é importante onde se deseja manter a corrente na rede isenta de conteúdo harmônico.

## C A P Í T U L O 3

### IMPLEMENTAÇÃO DA ESTRUTURA

#### 3.1 - INTRODUÇÃO

A implementação da estrutura teve por finalidade a comprovação do princípio de funcionamento do retificador utilizando a modulação PWM otimizada do tipo fixa.

Para isso, foi necessária a concepção e realização de um circuito lógico que aplicasse a função de modulação aos interruptores em sincronismo com a tensão de fase. Também, foi necessária a realização de várias fontes de alimentação independentes, além dos comandos de gatilho. No circuito de potência houve a necessidade da introdução de um circuito de ajuda a comutação.

#### 3.2 - CIRCUITO DE POTÊNCIA

Para a implementação do retificador sob estudo foi utilizado como interruptor um par de transistores MOSFET'S em anti-série. Na Figura 3.1, tem-se a configuração do interruptor utilizado.



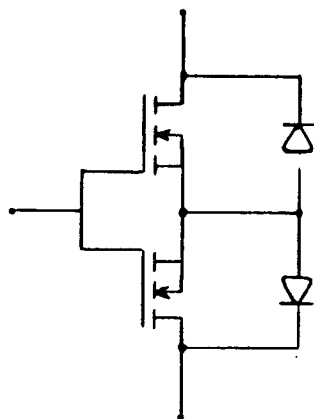


Figura 3.1 - Interruptor bidirecional constituído de MOSFET'S

Os diodos que aparecem em paralelo com os MOSFET'S são diodos intrínsecos ao processo de fabricação dos mesmos, ou seja, estão integrados no mesmo encapsulamento do MOSFET propriamente dito [3].

A modulação fixa exige bidirecionalidade em tensão. A bidirecionalidade em corrente seria necessária se o retificador alimentasse uma carga ativa. Para o caso de carga passiva, pode-se utilizar o interruptor mostrado na Figura 3.2.

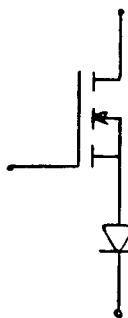


Figura 3.2 - Interruptor bidirecional em tensão

Esse interruptor é constituído de um MOSFET em série com um diodo rápido. A característica que esse diodo deve possuir é a de comutar rapidamente para que acompanhe a velocidade de comutação do MOSFET.

Para modulações cujos tempos mínimos de condução e bloqueio sejam relativamente elevados, pode-se utilizar transistores bipolares como interruptores. Neste caso, utiliza-se a configuração mostrada na Figura 3.3.

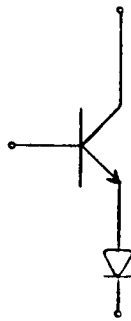


Figura 3.3 - Interruptor constituído de um transistor bipolar

É claro que com a utilização dos MOSFET'S as perdas na comutação são bastante reduzidas, o que possibilita o funcionamento do retificador sem o emprego de circuitos de ajuda a comutação ("SNUBBER").

Na Figura 3.4 é mostrado o retificador com os interruptores bidirecionais em tensão e corrente.

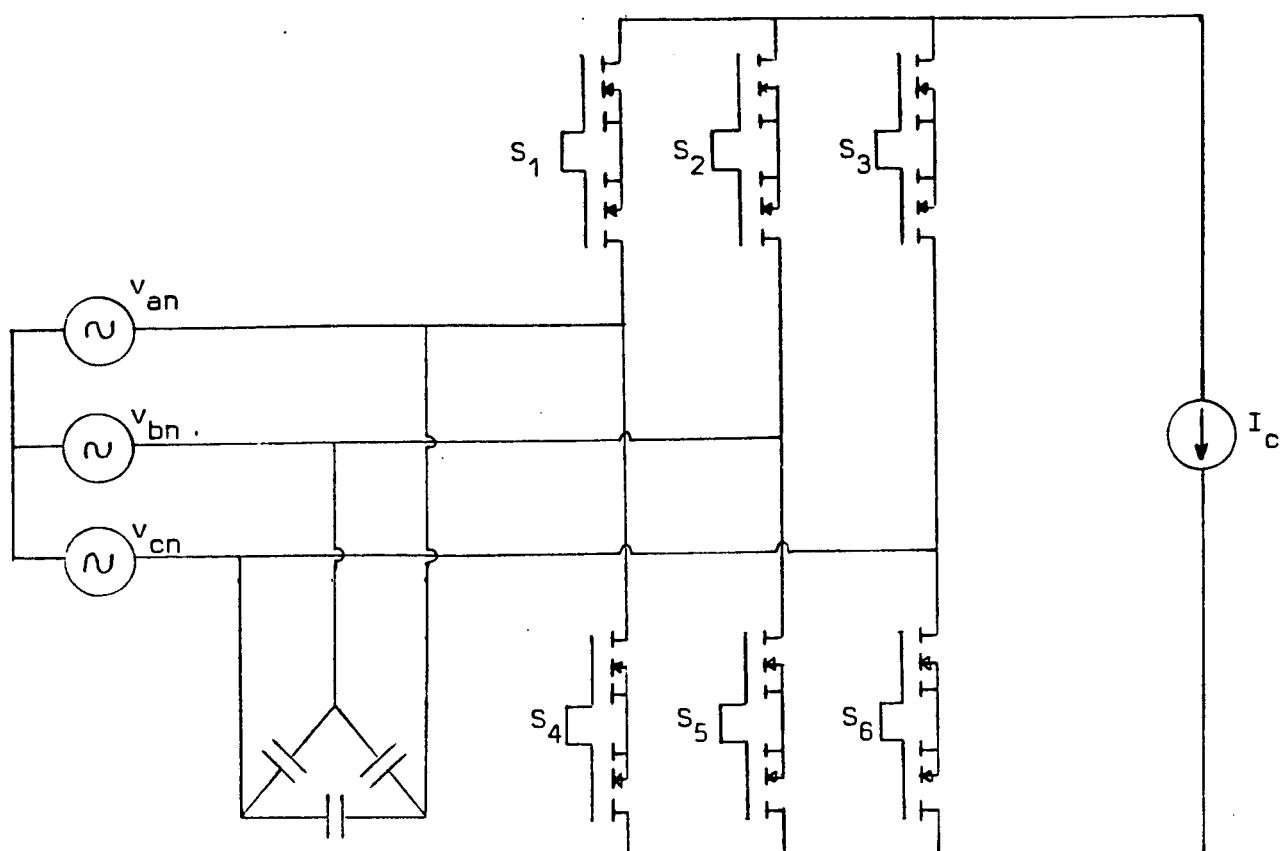


Figura 3.4 - Retificador trifásico

Devido às comutações da corrente de linha é necessária a introdução de um filtro capacitivo na entrada do conversor.

Com a utilização da conexão triângulo consegue-se triplicar o valor da potência reativa gerada, para uma mesma capacitância utilizada na conexão estrela. Porém, na conexão em triângulo, o capacitor é submetido a uma tensão  $\sqrt{3}$  vezes maior, conforme demonstra-se:

$$X = \frac{1}{\omega_n C}$$

$$Q_1 = \frac{V_F^2}{X} = V_F^2 \omega_n C$$

$$Q_2 = \frac{V_L^2}{X} = V_L^2 \omega_n C$$

$$V_L = \sqrt{3} V_F$$

$$Q_2 = 3 V_F^2 \omega_n C$$

Logo:

$$Q_2 = 3 Q_1$$

$X$  - reatância

$\omega_n$  - frequência angular do harmônico mais importante a ser filtrado

$C$  - valor da capacitância

$V_F$  - tensão de fase

$V_L$  - tensão de linha

$Q_1$  - potência reativa gerada em conexão estrela

$Q_2$  - potência reativa gerada em conexão triângulo.

Na implementação do conversor sob estudo foi utilizada a conexão em triângulo, pois os capacitores disponíveis suportavam a tensão da rede utilizada. Dessa maneira, não foi observado distorções na forma de onda da tensão na carga devido a possíveis sobretensões causadas pelas indutâncias da rede.

A carga utilizada na implementação do retificador coincide com a carga utilizada na simulação por computador do mesmo. A configuração do retificador com os valores de carga e da capacitância do filtro de entrada consta na Figura 2.5.

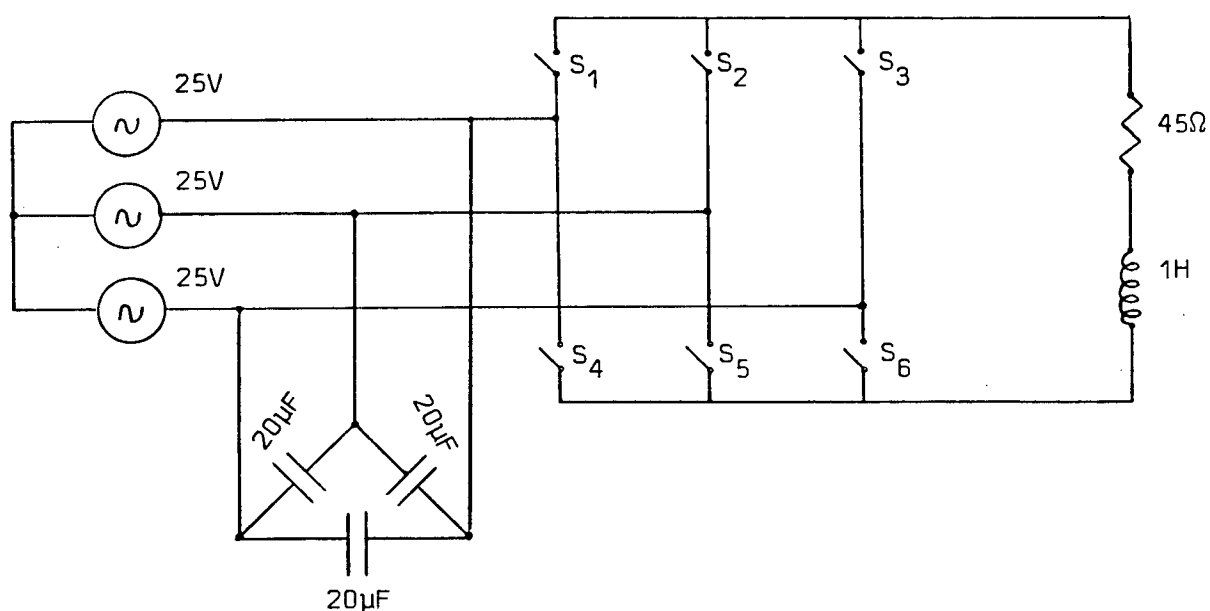


Figura 3.5 - Retificador com filtro capacitivo conectado em triângulo

### 3.3 - CIRCUITO LÓGICO

Quando se utiliza a modulação PWM otimizada, a sequência de pulsos de comando é função da otimização, portanto, não é possível calcular em tempo real os instantes de comutação através do uso de circuitos lógicos ou microprocessadores. Por essa razão, existe a necessidade de se calcular previamente e gravar a função de modulação em uma memória.

A utilização da modulação PWM necessita de um sincronismo entre a aplicação da função de modulação e a tensão de fase da rede. Isso significa que a leitura da memória (varredura) precisa estar com a mesma fase e frequência que a tensão de fase de alimentação. Para isso, utiliza-se um detector de zero e um sistema de malha fechada por fase ("Phase - Locked Loop" - PLL).

#### 3.3.1 - DIAGRAMAS DE BLOCOS

Primeiramente, analisar-se-á como é realizado o sincronismo entre a tensão de fase e a varredura da memória.

No diagrama da Figura 3.6 está representado o detector de zero, o PLL e o contador.

O contador divide a alta frequência de saída do oscilador controlado por tensão (VCO) e a deixa igual a frequência da rede, realimentando o comparador. Quando o PLL estabiliza, ou seja, quando a frequência de saída do detector de zero está em fase com a frequência de saída do contador, este gera uma frequência para a varredura da memória em sincronismo com a rede.

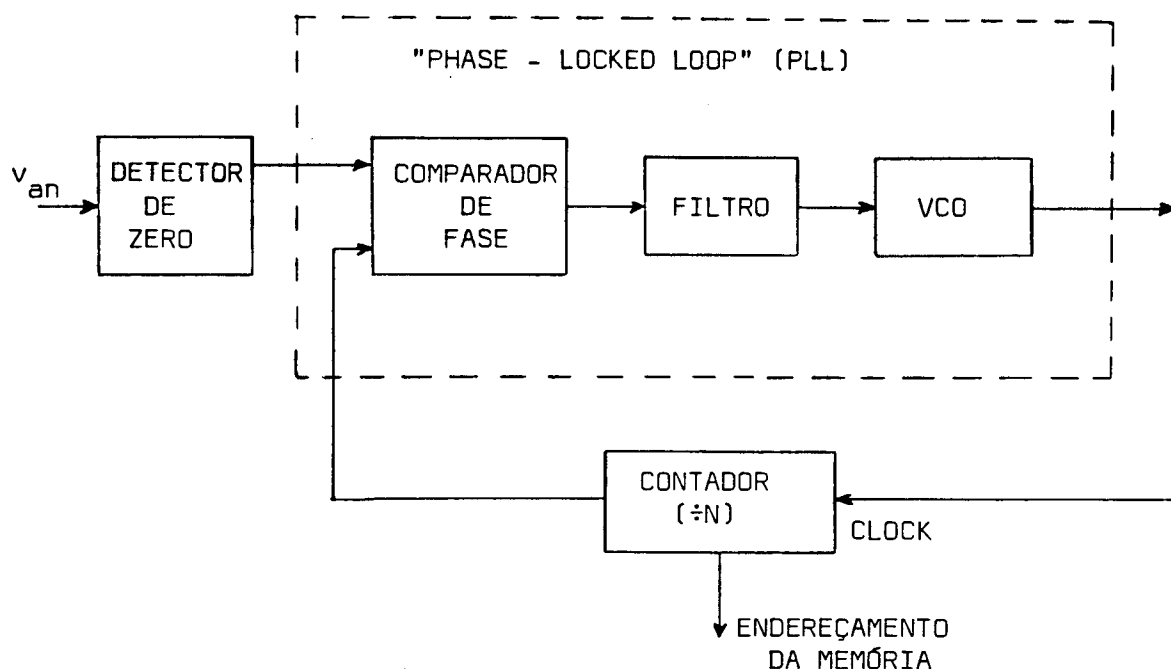


Figura 3.6 - Sincronismo

O circuito de leitura da memória é constituído pelo contador UP - DOWN , pela memória EPROM e por um FLIP-FLOP tipo D. O diagrama de blocos desse circuito pode ser visto na Figura 3.7.

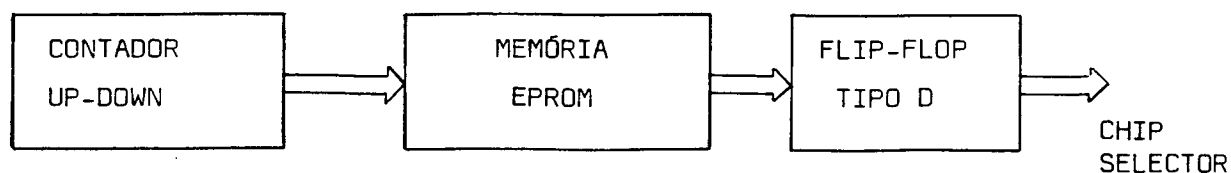


Figura 3.7 - Circuito de leitura da memória

O contador UP - DOWN realiza a varredura da memória no sentido crescente e decrescente.

A finalidade do FLIP-FLOP tipo D conectado à saída da memória é a de memorizar o conteúdo das posições de memória durante o tempo de acesso, devido a troca de endereços.

O circuito de seleção dos interruptores é constituído de portas do tipo E e de chips selector. O diagrama de blocos desse circuito pode ser visto na Figura 3.8.

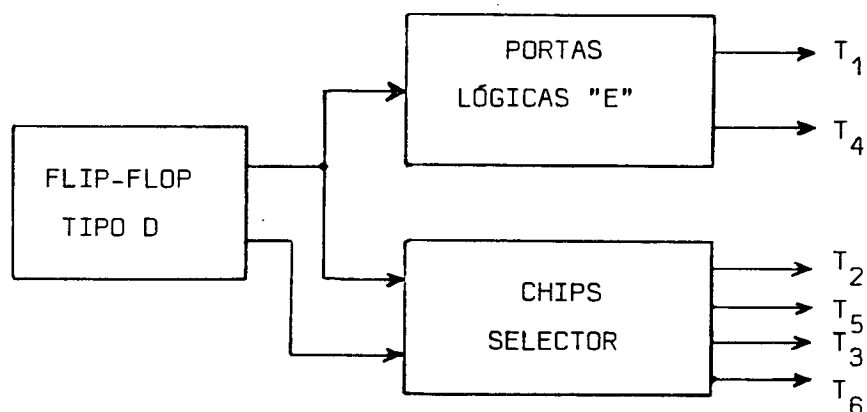


Figura 3.8 - Circuito de seleção dos interruptores

Uma das saídas do FLIP-FLOP é conectada às entradas das portas tipo E. Estas, a cada  $180^\circ$  da função de modulação, seleccionam qual dos interruptores complementares,  $T_1$  ou  $T_4$ , devem ser acionados.

A outra saída do FLIP-FLOP, juntamente com a primeira, são conectadas às entradas de chips selector. Estes são controlados por duas saídas do contador ( $Q_{11}$  e  $Q_{12}$ ) e através de cada chip selector apenas um interruptor é acionado.



Os interruptores acionados pelos chips selector são:  $T_2$  ,  $T_5$  ,  $T_3$  e  $T_6$  .

A necessidade de utilização desses selecionados res é devido ao fato de se ter optado pela gravação em memória de apenas um quarto de onda em duas posições de memória. Isso será melhor explicado adiante, quando se estiver descrevendo o circuito propriamente dito.

### 3.3.2 - ESQUEMAS ELÉTRICOS

Na Figura 3.9 é mostrado o esquema elétrico do detector de zero.

O LM 311 é um comparador de tensão que permite operar com uma fonte de alimentação de apenas 5V.

Para se evitar oscilações ou instabilidade do comparador de tensão quando o sinal de entrada está próximo do ponto de cruzamento por zero é utilizada a configuração mostrada na Figura 3.9.

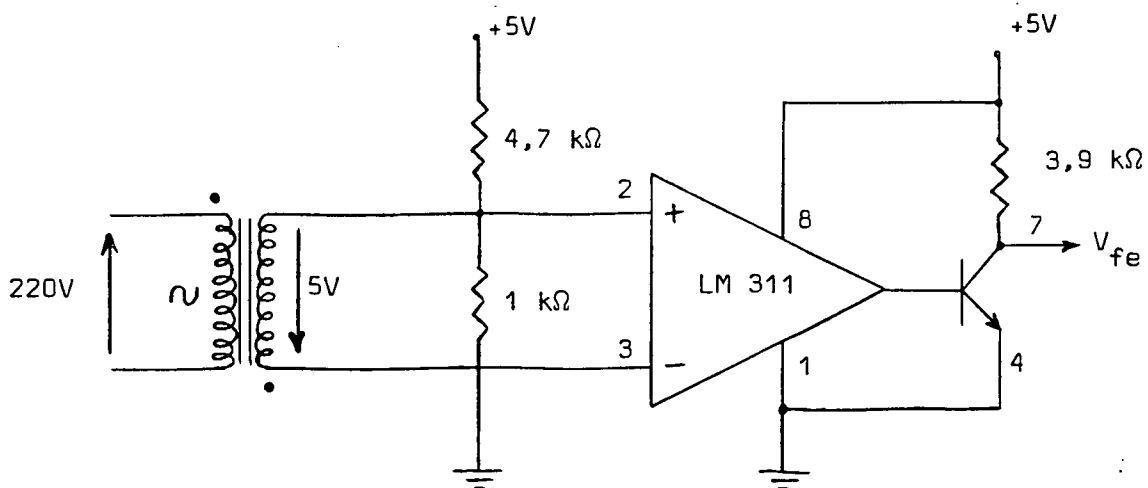


Figura 3.9 - Detector de zero

O circuito que permite o sincronismo é constituído pelo detector de zero, pelo PLL e pelo contador. O esquema elétrico da ligação do contador com o PLL é mostrado na Figura 3.10.

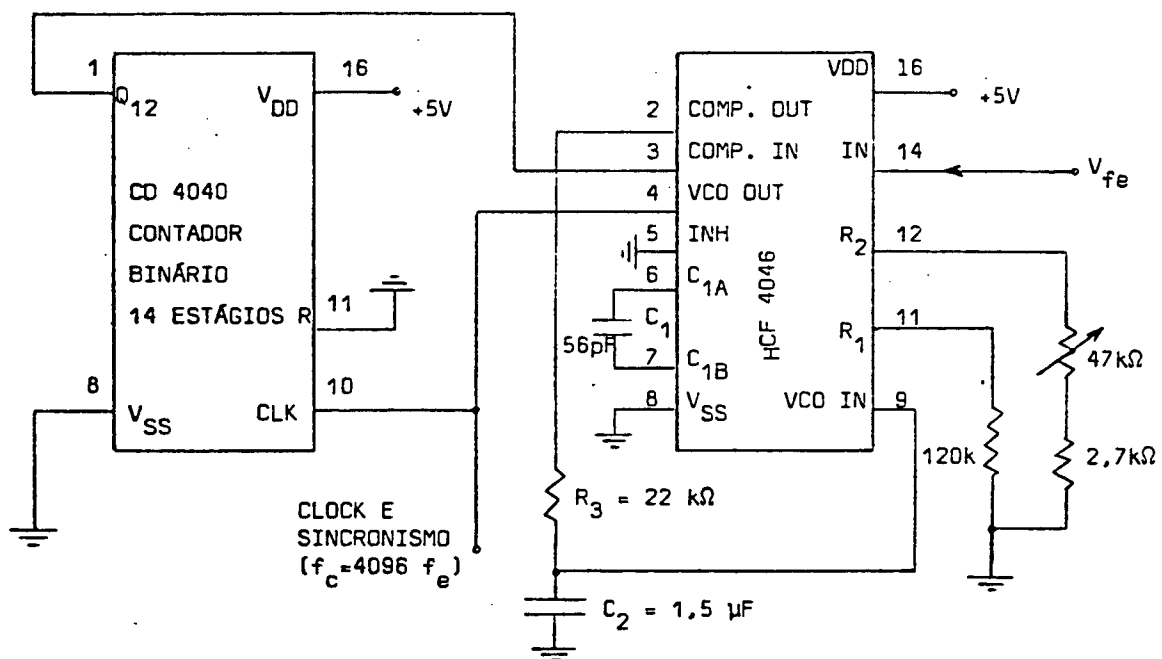


Figura 3.10 - Conexão do contador com o PLL

O sinal de 60 Hz de saída do detector de zero é transmitido ao pino 14 do PLL que é uma das entradas do comparador de fase.

O PLL possui dois comparadores de fase. O comparador 1 é uma porta do tipo OU EXCLUSIVO que permite o controle de fase entre os dois sinais de entrada. Quando se utili-

za o comparador 1 do PLL, além de se manter os sinais de entrada com a mesma frequência é possível controlar-se o defasamento entre esses dois sinais. Esse controle é feito através da variação de uma resistência (pino 12 do PLL). A variação de defasamento conseguida é de aproximadamente  $90^\circ$ .

O comparador 2 do PLL mantém os sinais de entrada em perfeito sincronismo, ou seja, não existe defasamento entre os sinais de entrada.

Neste trabalho foi utilizado o comparador 1 do PLL porque havia interesse no controle de fase entre os sinais. É através desse controle que se consegue variar a tensão de saída do retificador e controlar o fator de deslocamento visto pela rede. Além disso, o funcionamento do PLL é mais estável com a utilização do comparador 1.

A frequência de saída do oscilador controlado por tensão do PLL serve de sinal de clock para o contador, ou seja, o pino 4 do PLL é conectado ao pino 10 do contador. O pino 1 ( $Q_{12}$ ) do contador é conectado ao pino 3 do PLL. Dessa forma, a frequência de saída do VCO é dividida por 4096 no contador (pino 1) que por sua vez transmite essa frequência para o comparador do PLL (pino 3). Portanto, a frequência da rede (pino 14 do PLL) é comparada com a frequência de clock do contador dividida por 4096. Isso quer dizer que a cada período de um ciclo da rede, o contador conta até 4096.

Para que o oscilador controlado por tensão (VCO) estabilize na frequência desejada é necessária a introdução do capacitor  $C_1$  entre os pinos 6 e 7 do PLL. O valor dessa capacitância é obtido através de ábacos fornecidos pelo fabricante [4].



Como mencionado anteriormente, optou-se pela gravação em memória de apenas um quarto de onda da função de modulação. Isso com a finalidade de se reduzir o número de posições da memória.

Para se implementar essa idéia é necessário que se grave em duas posições de memória duas quartas partes da onda, sendo que essas quartas partes devem pertencer a instantes diferentes.

Na Figura 3.12 é mostrada a função de modulação sendo aplicada aos interruptores 1, 2 e 6, respectivamente.

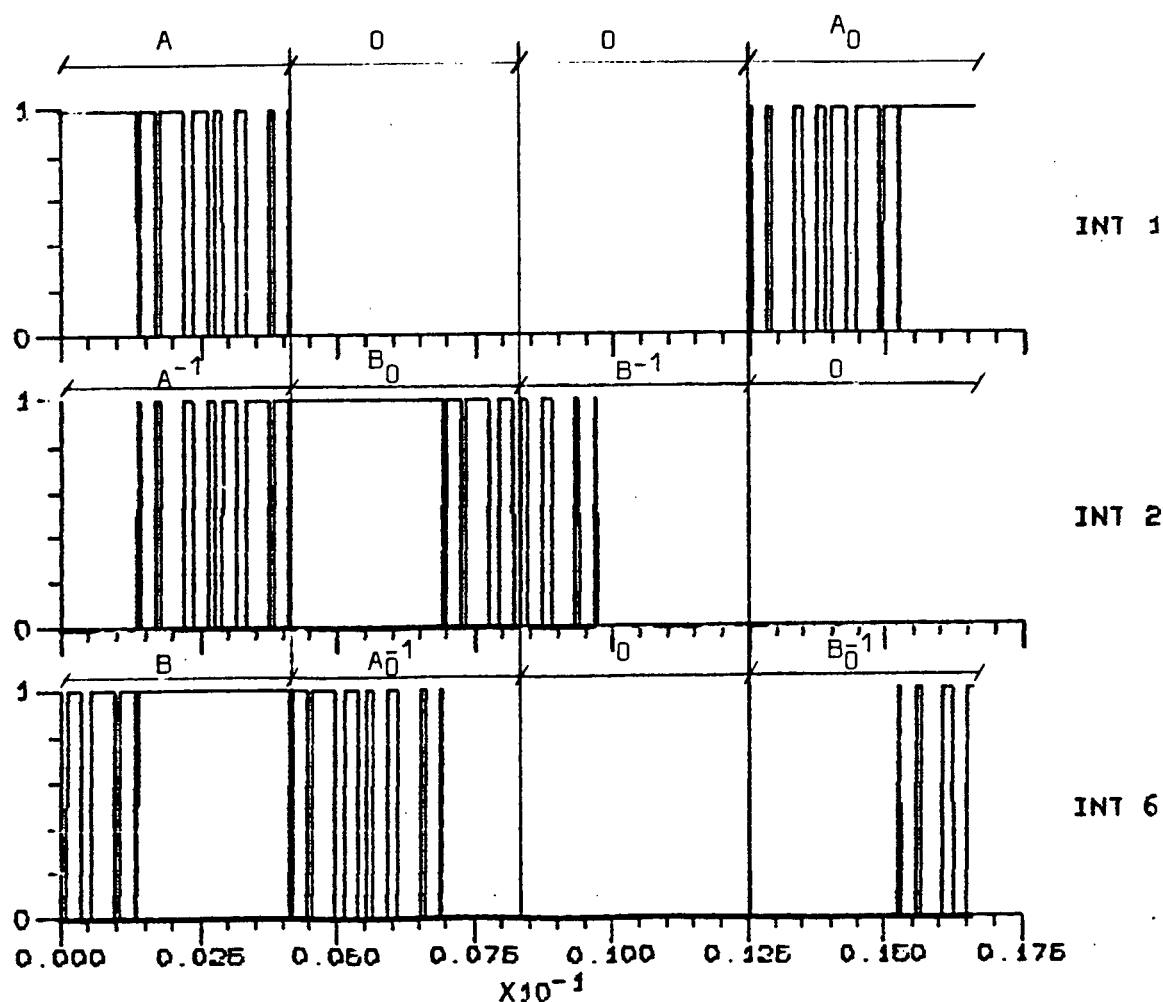


Figura 3.12 - Função de modulação aplicada aos interruptores 1, 2 e 6, respectivamente

A partir da análise da Figura 3.12, monta-se a Tabela 3.1, onde consta as seqüências da função de modulação aplicada aos interruptores 1, 2, 3, 4, 5 e 6, respectivamente.

	$T_1$	$T_2$	$T_3$	$T_4$	$T_5$	$T_6$
1ª VARREDURA	A	$A^{-1}$	0	0	$B^{-1}$	B
2ª VARREDURA	0	$B_0$	$B_0^{-1}$	$A_0$	0	$A_0^{-1}$
3ª VARREDURA	0	$B^{-1}$	B	A	$A^{-1}$	0
4ª VARREDURA	$A_0$	0	$A_0^{-1}$	0	$B_0$	$B_0^{-1}$

Tabela 3.1 - Seqüências de aplicação da função de modulação

Sendo:

- A - quarto de onda da função de modulação definida como função de modulação A
- B - quarto de onda da função de modulação definida como função de modulação B
- $A^{-1}$  - função complementar à função de modulação A
- $B^{-1}$  - função complementar à função de modulação B
- $A_0$  - função simétrica par à função de modulação A
- $B_0$  - função simétrica par à função de modulação B
- $A_0^{-1}$  - função complementar à função simétrica par da função de modulação A

$B_0^{-1}$  - função complementar à função simétrica par da função de modulação B

Portanto, como pode ser verificado na Tabela 3.1, basta se gravar as funções de modulação A e B para se obter a função de modulação completa para todos os interruptores. No entanto, para isso, necessita-se de um conjunto de portas lógicas e chips selector.

Na Figura 3.13 mostra-se em detalhe as funções de modulação A e B, respectivamente.

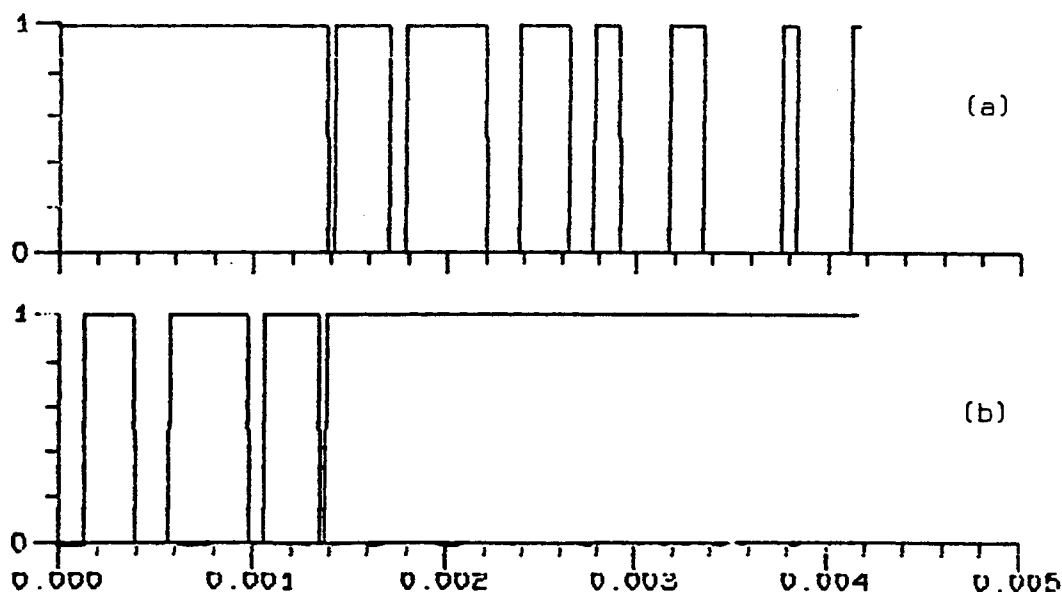


Figura 3.13 (a) Função de modulação A

(b) Função de modulação B

A função de modulação A foi gravada em 1024 endereços de memória ocupando o primeiro bit de cada endereço.

A função de modulação B também foi gravada nesses 1024 endereços ocupando o segundo bit desses endereços.

O circuito de seleção dos interruptores é constituído de portas lógicas e de chips selector. O circuito elétrico está mostrado na Figura 3.14.

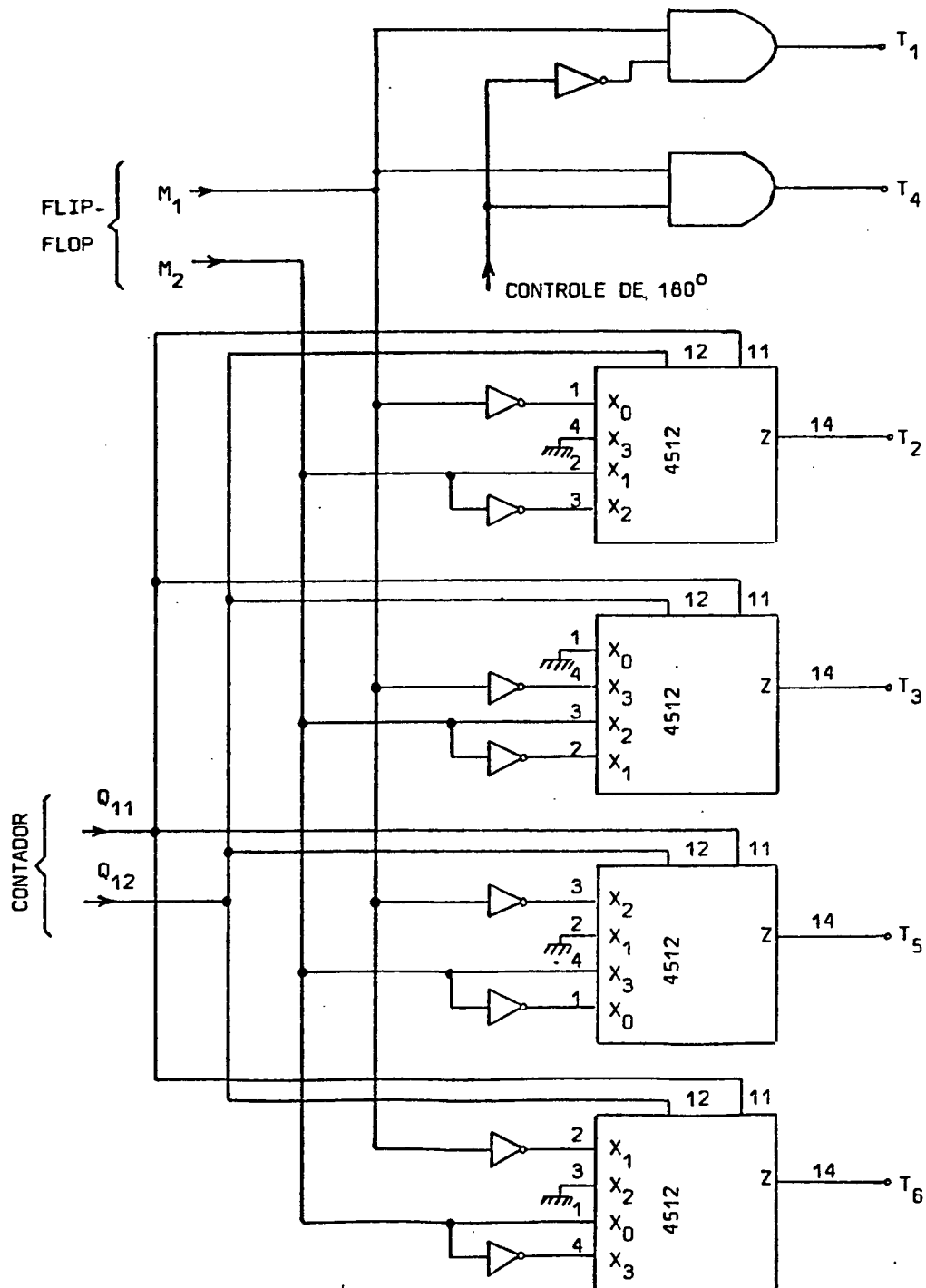


Figura 3.14 - Circuito de seleção dos interruptores



Para o chaveamento dos interruptores 1 e 4 basta a leitura da função de modulação  $A$  e o controle de  $180^\circ$  através de portas lógicas. Para os demais interruptores é necessária a utilização do data selector 4512. O controle do data selector é feito pelas saídas  $Q_{11}$  e  $Q_{12}$  do contador.

### 3.4 - CIRCUITO DE COMANDO DE GATILHO DOS TRANSISTORES

Para se realizar o isolamento entre o circuito lógico e o circuito de potência foi utilizado um fotoacoplador no circuito de comando de gatilho. O circuito de comando completo pode ser visto na Figura .15 [5].

Foi através desse circuito que implementou-se o tempo morto necessário entre a abertura de um interruptor e o fechamento de outro. Para isso foi preciso aumentar o intervalo de tempo entre o aparecimento do sinal de condução na entrada do circuito de comando e o aparecimento do mesmo no gatilho do transistor. Ao mesmo tempo, foi necessário diminuir o intervalo de tempo entre o aparecimento do sinal de bloqueio na entrada do circuito de comando e o aparecimento do mesmo no gatilho do transistor. Na Figura 3.16 mostra-se a diferença entre os intervalos de tempo dados pelo circuito de comando na abertura e no bloqueio dos transistores.

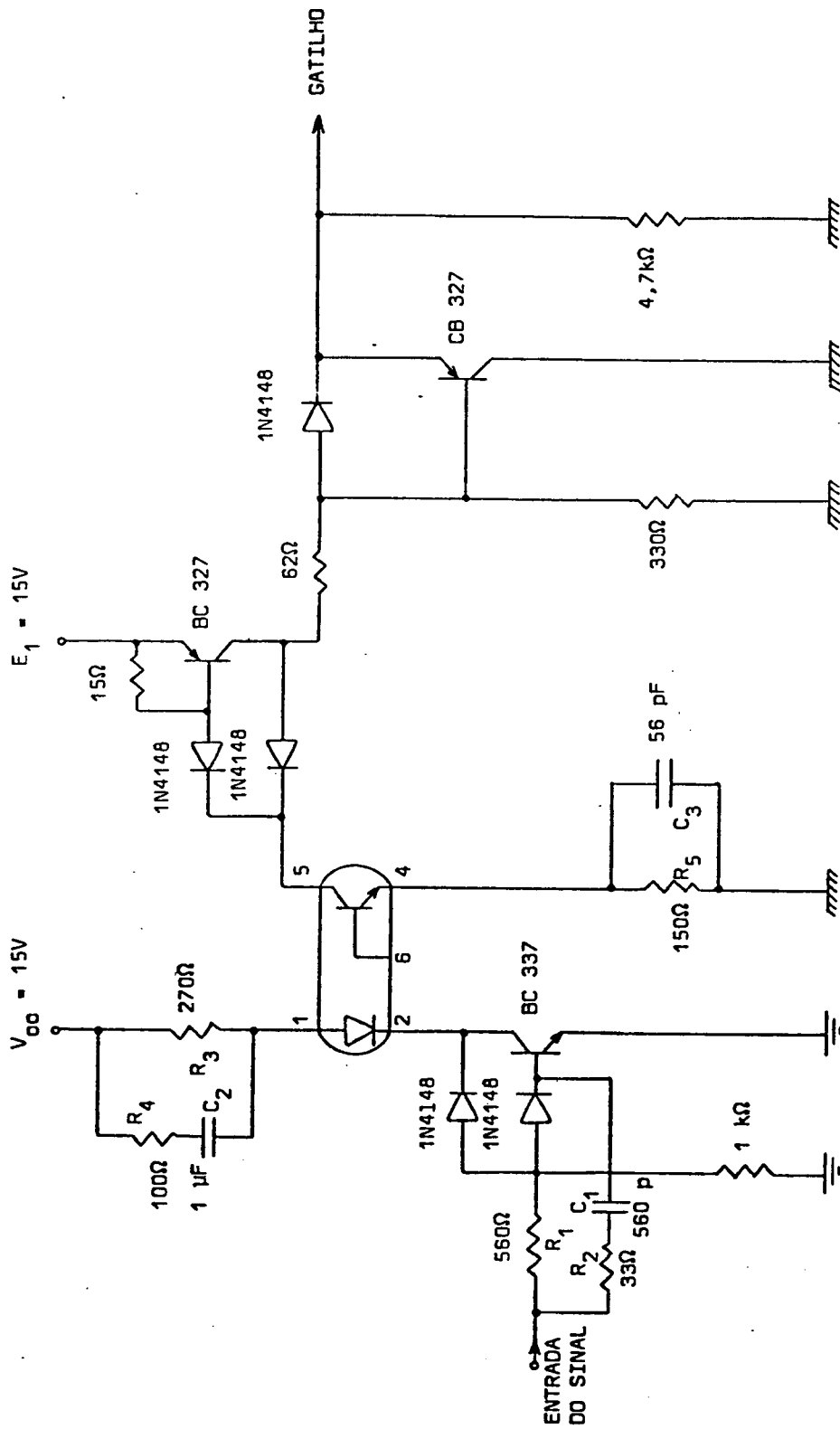


Figura 3.15 - Circuito de Comando de Gatilho [5]

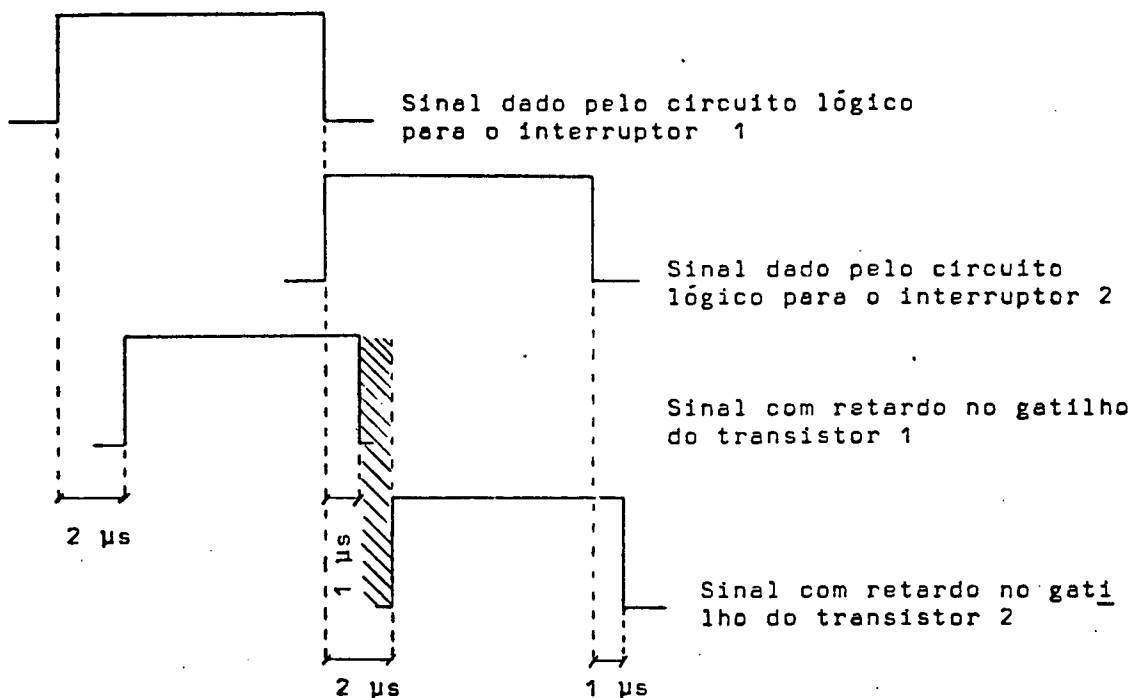


Figura 3.16 - Tempo morto nos interruptores (em hachureado)

O tempo morto médio estabelecido foi de 1  $\mu\text{s}$ . Para obtê-lo, escolheu-se os valores de  $R_1$ ,  $R_2$ ,  $R_3$ ,  $R_4$ ,  $R_5$ ,  $C_1$ ,  $C_2$  e  $C_3$  mostrados na Figura 3.15.

Os fotodiodos de todos os seis circuitos de comando de gatilho são alimentados pela mesma fonte, enquanto que os fototransistores de todos os seis circuitos de comando têm de ter fontes de alimentação independentes.

### 3.5 - CIRCUITO CAPACITIVO DE AJUDA À COMUTAÇÃO

Este circuito tem por finalidade evitar que durante o tempo morto ocorram picos de tensão devido a não existência de caminho para correntes oriundas de circuitos indutivos. Ou seja, oferece um caminho alternativo para a corrente de carga durante o tempo morto. Além disso, caso se esteja utilizando transistores bipolares, ele é necessário para diminuir as perdas no transistor durante a comutação.

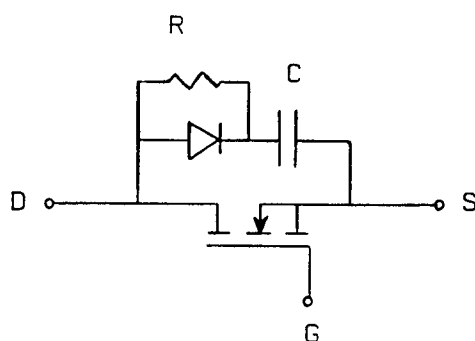


Figura 3.17 - MOSFET com circuito de ajuda à comutação (SNUBBER)

Observando a figura 3.17, nota-se que quando o MOSFET recebe ordem de bloqueio a sua corrente de dreno começa a ser desviada para o circuito auxiliar (SNUBBER). Com isto, o capacitor se carrega com corrente praticamente constante. Quando o MOSFET receber ordem de condução, o capacitor que estava carregado, se descarrega através da resistência. Isto ocasiona uma corrente no MOSFET que é limitada pelo valor desta resistência.

Deve-se observar que enquanto o MOSFET permanecer bloqueado a tensão em seus terminais será igual a tensão do

capacitor. Os valores de  $R$  e  $C$  são calculados em função do tempo mínimo de condução do MOSFET, isto porque o tempo de descarga do capacitor é fator limitante do tempo mínimo de condução.

#### - CÁLCULO DOS PARÂMETROS $R$ e $C$ [6]

A corrente de carga utilizada para o cálculo dos parâmetros será de 1,2 A com um valor eficaz de tensão de 42 V.

O cálculo considerará que durante o tempo morto (1  $\mu$ s) o capacitor do circuito auxiliar assumirá toda a corrente de carga.

Para o cálculo do valor da capacitância, utiliza-se a equação 3.5.1.

$$C = \frac{I_C \cdot t_M}{V} \quad (3.5.1)$$

Sendo:

$I_C$  - corrente de carga

$t_M$  - tempo morto

$V$  - tensão sobre o MOSFET

$$C = \frac{1,2 \times 1 \times 10^{-6}}{42 \sqrt{2}} = 20,2 \text{ nF}$$

Portanto, adotou-se :

$$C = 22 \text{ nF}$$

Para o cálculo do valor da resistência, utiliza-se a equação 3.5.2.

$$R = \frac{t_{on}}{3 C} \quad (3.5.2)$$

Sendo:

$t_{on}$  - tempo mínimo de condução do interruptor

$C$  - valor da capacitância

Como o tempo mínimo de condução dos interruptores do retificador sob estudo é de 40  $\mu\text{s}$ :

$$R = \frac{40 \times 10^{-6}}{3 \times 22 \times 10^{-9}} = 606\Omega$$

Portanto, adotou-se:

$$R = 680\Omega$$

Como a corrente de descarga do capacitor deve ser menor do que 25% do valor da corrente de carga, utiliza-se a equação 3.5.3 para a constatação dessa condição.

$$I_{DESC} = \frac{V}{R} \quad (3.5.3)$$

$$I_{DESC} = \frac{42 \times \sqrt{2}}{680} = 0,09$$

$$\frac{I_{DESC}}{I_C} = \frac{0,09}{1,2} = 0,075$$

Portanto, o valor da resistência calculada po  
de ser utilizada.

O retificador trifásico com o circuito de ajuda  
à comutação pode ser observado na Figura 3.18.

Uma vez implementado o retificador com o circui  
to de ajuda à comutação, colocou-se o mesmo em funcionamento.  
Observou-se, então, a presença de picos de corrente nos inter-  
ruptores e na rede que comprometiam o funcionamento do conver  
sor. Esses picos são explicados pela aplicação da tensão de li  
nha sobre o capacitor do interruptor que deixa de conduzir.  
Quando um interruptor deixa de conduzir, um dos interruptores  
adjacentes passa a conduzir, aplicando a tensão de linha sobre  
o capacitor

Nas figuras 3.19.a e 3.19.b mostra-se a se  
qüência de funcionamento durante o tempo morto e no final des  
te.

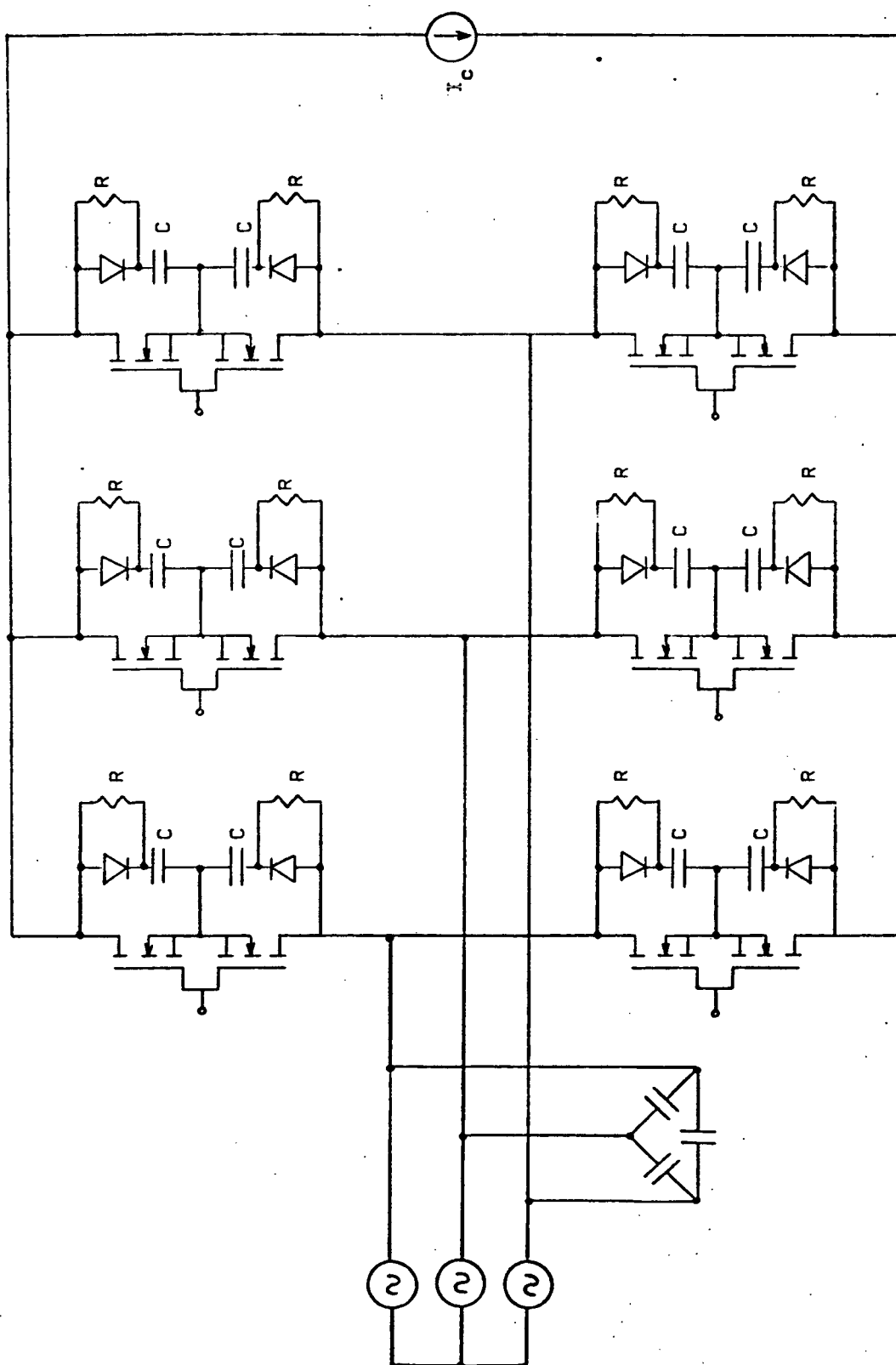


Figura 3.18 - Retificador trifásico com circuitos de ajuda à comutação



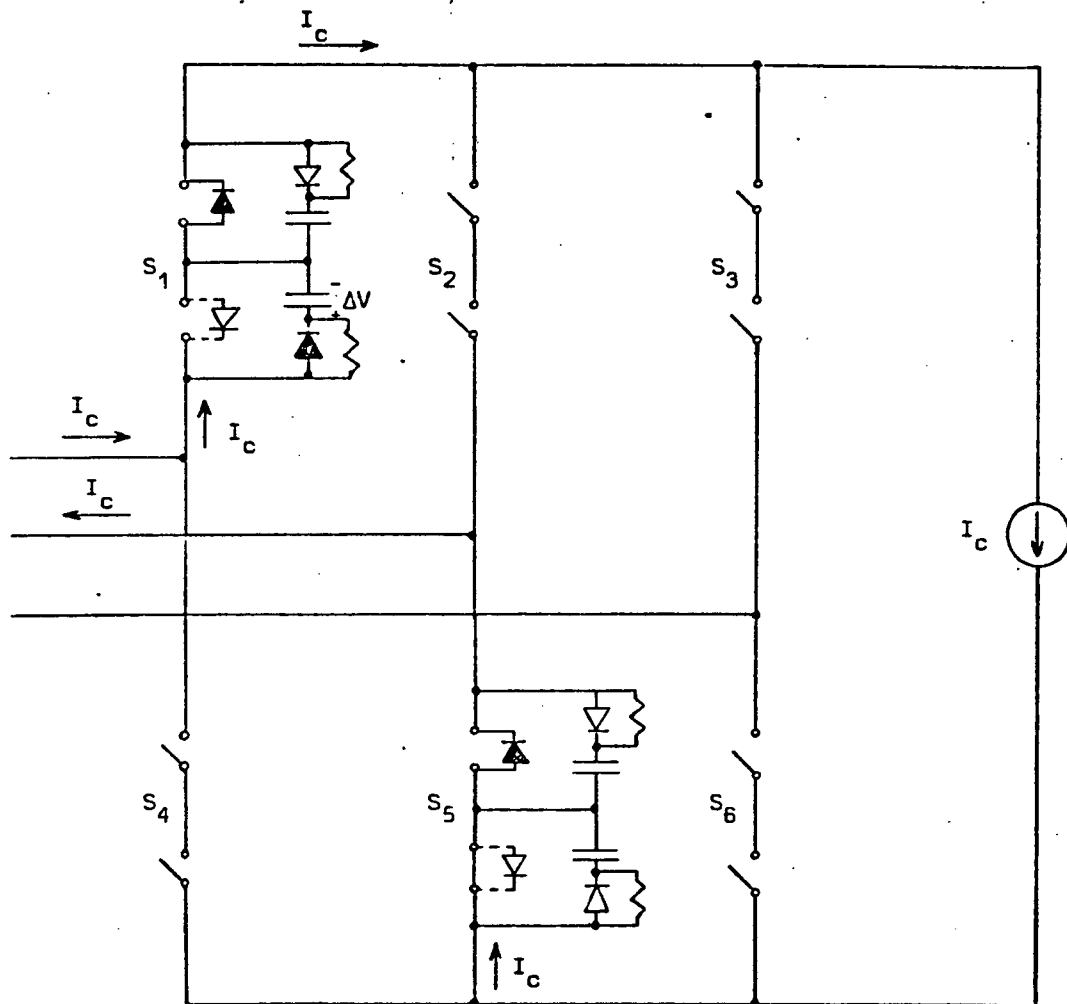


Figura 3.19.a - Carga do capacitor durante o tempo morto do interruptor 1



Constatou-se, portanto, que a utilização do circuito capacitivo de ajuda à comutação não é recomendável para o retificador trifásico em estudo, a menos que se associe a este um circuito indutivo de ajuda à comutação.

Os circuitos de ajuda à comutação, normalmente, são utilizados não apenas para dotar o circuito de um caminho alternativo para a corrente, mas, principalmente, para diminuir as perdas nos interruptores durante a comutação. Para transistores bipolares eles são indispensáveis, pois os bipolares possuem um tempo elevado de comutação e, portanto, altas perdas durante a mesma. Para os transistores MOSFET, que possuem comutação rápida, eles se tornam dispensáveis, desde que sejam eliminadas as sobretensões causadas pela indutância da carga e pela indutância da rede. As indutâncias da rede podem ser desacopladas pela introdução de capacitores próximos aos interruptores. E as sobretensões geradas pela indutância da carga podem ser limitadas através de um circuito grampeador.

Portanto, outra alternativa seria utilizar na carga um circuito grampeador e não utilizar circuitos de ajuda à comutação nos interruptores.

### 3.6 - CIRCUITO GRAMPEADOR

A finalidade do circuito grampeador será limitar a sobretensão da carga, fornecendo um caminho para a corrente de carga durante o tempo morto.

Na realidade, o grampeador é uma fonte de tensão colocada nos terminais da carga e isolada desta através de diodos. Esses diodos estão, normalmente, inversamente polarizados

e, portanto, não conduzem corrente. Só há circulação de corrente através do grampeador quando existe uma sobretensão na carga e os diodos, então, passam a ser diretamente polarizados.

Na Figura 3.20 é mostrado o esquema básico do circuito grampeador acoplado ao retificador trifásico.

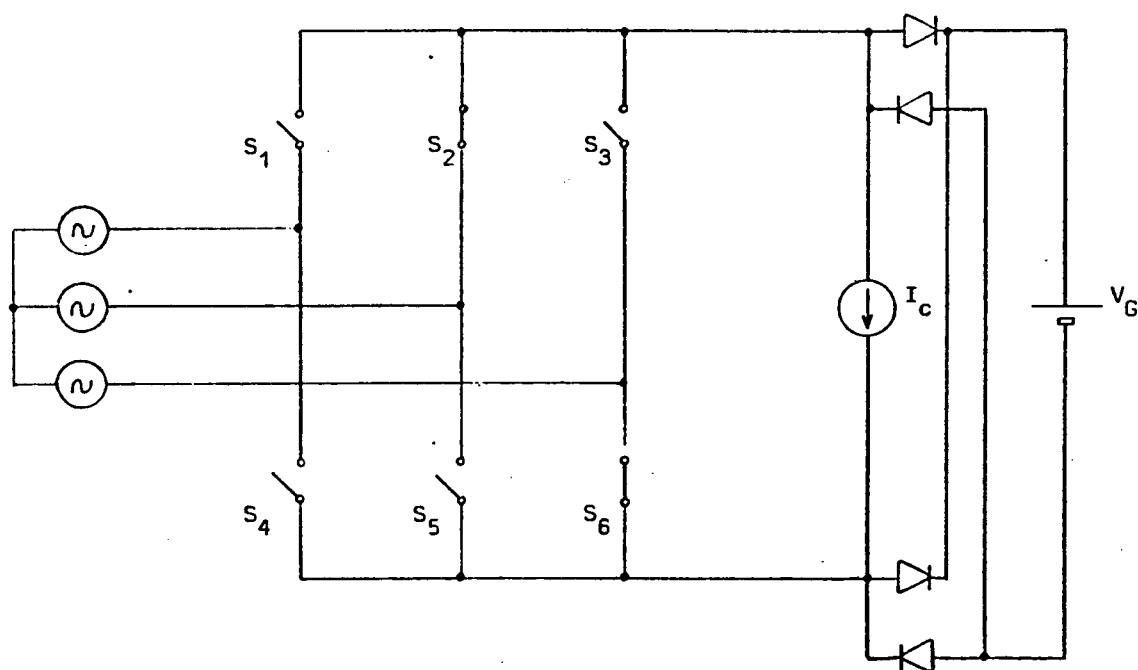


Figura 3.20 - Circuito grampeador básico acoplado ao retificador trifásico

A tensão do circuito grampeador tem que ser superior a tensão de pico de linha da rede, pois existem instantes em que a tensão retificada na carga, em condição de operação normal, possui esse valor e, nessa condição normal, não deve haver circulação de corrente pelo grampeador.

A necessidade de utilização de 4 diodos no circuito grampeador é permitir a troca de polaridade da tensão de saída do retificador.

Para a obtenção da fonte de tensão contínua do circuito grampeador é utilizado o circuito mostrado na Figura 3.21.

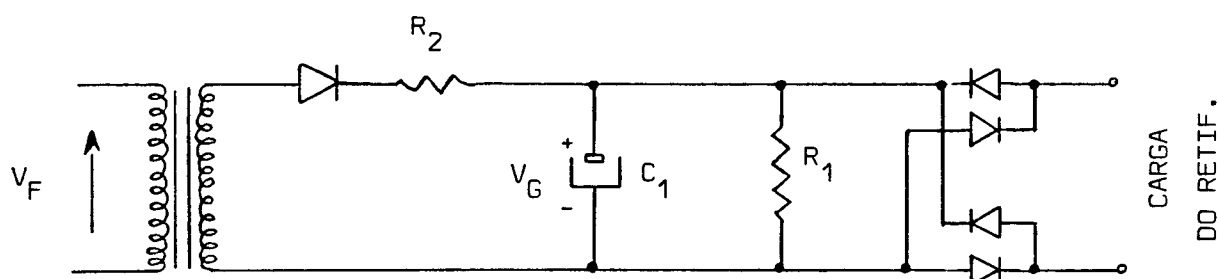


Figura 3.21 - Circuito do grampeador

É utilizado um transformador que, além de adequar o nível de tensão, isola o grampeador da rede de alimentação. A resistência  $R_2$  limita a corrente de carga do capacitor  $C_1$  e a resistência  $R_1$  é calculada para manter um determinado valor médio de tensão sobre o capacitor  $C_1$ .

Para o cálculo dos parâmetros do circuito grampeador precisa-se conhecer a corrente de carga máxima e o valor de pico da tensão de linha. A corrente de carga máxima será definida em 1,5 A e a tensão de linha de pico é de aproximadamente 60 V.

### - CÁLCULO DOS PARÂMETROS DO GRAMPEADOR [7]

Será adotado 85 V para o valor da tensão média no capacitor do grampeador e admitir-se-á uma ondulação em torno de 5%. Portanto, a tensão no grampeador deverá variar entre 82,5 V e 87,5 V.

A Figura 3.22 mostra a ondulação da tensão no circuito grampeador. Sendo  $V_g$  o valor médio da tensão no grampeador e  $V_p$  o valor de pico da mesma.

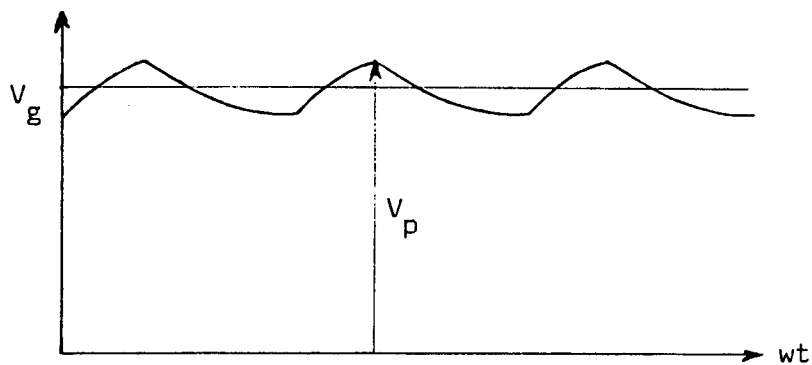


Figura 3.22 - Forma de onda da tensão no circuito grampeador

Para o cálculo da resistência de descarga do capacitor, utiliza-se a equação 3.6.1.

$$C_1 R_1 = \frac{V_g}{4 f [V_p - V_g]} \quad (3.6.1)$$

Dados:

$$V_g = 85 \text{ V}$$

$$V_p = 87,5 \text{ V}$$

$$f = 60 \text{ Hz}$$

$$C_1 R_1 = \frac{85}{4 \times 60 [87,5 - 85]} = 0,14 \text{ s}$$

Esta é a constante de tempo que mantém a ondulação estabelecida.

A potência dissipada em  $R_1$  será o critério adotado para o seu dimensionamento. Considerando a tensão na grampeador constante e igual a 85 V e , ainda, uma potência de 10 w dissipada em  $R_1$ :

$$R_1 = \frac{V_g^2}{P} = \frac{85^2}{10} = 723 \Omega$$

Estabelecendo uma margem de segurança, adotou-se uma resistência de  $1.360 \Omega / 20 \text{ w}$ .

Portanto:

$$C_1 = \frac{0,14}{1360} \cong 100 \text{ } \mu\text{F}$$

O objetivo do grampeador é receber pulsos de corrente vindos da carga do retificador, mantendo-se uma tensão

aproximadamente constante. Para se verificar o acréscimo de tensão causado por um pulso de corrente, será utilizada a equação 3.6.2.

$$\Delta V = I \cdot \frac{\Delta t}{C_1} \quad (3.6.2)$$

Sendo:

$\Delta V$  - acréscimo de tensão no capacitor

$I$  - corrente de carga (aproximadamente)

$\Delta t$  - tempo de atuação do grampeador

Dados:

$$I = 1,5 \text{ A}$$

$$\Delta t = 1 \text{ } \mu\text{s} \text{ (tempo morto dado pelo comando)}$$

$$\Delta V = \frac{1,5 \times 10^{-6}}{100 \times 10^{-6}} = 15 \text{ mV}$$

O retificador sob estudo utiliza a modulação PWM, portanto, não possui uma frequência fixa de comutação, sabe-se, apenas, que cada interruptor da ponte de GRAETZ comuta 15 vezes por período da rede. Logo, como existem seis interruptores, tem-se 90 comutações por período da rede. Admitindo-se, para efeito de avaliação, um período medio de comutação, tem-se:



$$T = \frac{1}{60 \times 90} = 200 \mu s$$

Portanto, o acréscimo de tensão causado por uma comutação terá, aproximadamente, 200  $\mu s$  para se descarregar antes da próxima comutação. Assim, evita-se que haja elevação de tensão no grampeador.

Supondo que no instante da comutação a tensão no grampeador seja de 85 V, tem-se um acréscimo para 85,015 V. A equação 3.6.3 permite calcular a tensão no capacitor do grampeador após 200  $\mu s$ .

$$V_f = V_i \cdot e^{-\frac{t}{R_1 C_1}} \quad (3.6.3)$$

Sendo:

$V_i$  - tensão inicial

$V_f$  - tensão final

Dados:

$$V_i = 85,015 \text{ V}$$

$$R_1 C_1 = 0,14$$

$$t = 200 \mu s$$

$$V_f = 85,015 \text{ e } - \frac{200 \times 10^{-6}}{0,14}$$

$$V_f = 84,9 \text{ V}$$

Com essa avaliação aproximada, conclui-se que há tempo suficiente para a descarga do capacitor ao longo de um período da rede.

Para o dimensionamento do transformador de alimentação do grampeador deve ser levado em consideração que a tensão máxima sobre o capacitor é de 87,5 V. Na Figura 3.23 é representado o circuito do grampeador no instante em que é aplicada a tensão máxima sobre o mesmo.

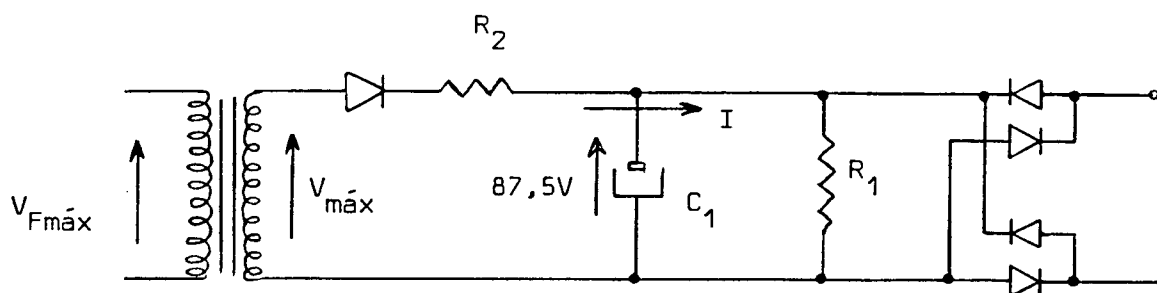


Figura 3.23 - Circuito grampeador no instante em que não circula corrente pelo capacitor

Para o cálculo da corrente nesse instante, tem-se:

$$I = \frac{87,5}{R_1} = \frac{87,5}{1360} = 64,3 \text{ mA}$$

Adotando-se 90 V como valor máximo de tensão no

secundário do transformador, pode-se calcular o valor da resistência  $R_2$  utilizando-se a equação 3.6.4.

$$R_2 = \frac{V_{\text{máx}} - R_1 I}{I} \quad (3.6.4)$$

$$R_2 = \frac{90 - 87,5}{64,3 \times 10^{-3}} = 39\Omega$$

Adotou-se uma resistência de  $47\Omega$ .

A potência, aproximada, dissipada na resistência  $R_2$  será de:

$$R_2 I^2 = 47 \times (64,3 \times 10^{-3})^2 = 0,2 \text{ W}$$

O diodo utilizado para retificar a corrente do transformador terá que suportar uma tensão reversa igual ao dobro da tensão de pico fornecida por esse transformador.

### 3.7 - CONCLUSÃO

Como pode ser observado, a implementação da estrutura sempre introduz elementos não previstos na análise teórica, como por exemplo, a corrente de pico devido a presença do circuito de ajuda à comutação. Assim, é importante a constatação e a justificativa dos fenômenos observados durante o funcionamento da estrutura.

Para se aumentar a potência do retificador basta utilizar-se interruptores que suportem maiores valores de corrente e tensão, sem se alterar o circuito lógico e a metodologia adotada. Os interruptores disponíveis no laboratório e empregados na implementação da estrutura foram os MTP 2N20.

## C A P Í T U L O    4

### RESULTADOS OBTIDOS

#### 4 .1 - INTRODUÇÃO

O objetivo deste Capítulo é demonstrar através dos resultados obtidos, as características da modulação fixa, aplicada ao retificador trifásico. Para isso, são apresentadas várias formas de onda da tensão e corrente em vários componentes do circuito.

Serão feitos comentários quanto a utilização dos circuitos de ajuda a comutação e sua possível necessidade dentro do conversor em estudo.

Neste Capítulo são comprovados os resultados obtidos através da simulação em computador perante os resultados obtidos com a estrutura implementada.

#### 4 .2 - ANÁLISE DOS RESULTADOS

Uma vez implementado o retificador, utilizou-se como carga uma resistência e uma indutância em série. Os valores utilizados foram os mesmos usados para se realizar a simulação em computador, ou seja, uma resistência de  $45\Omega$  e uma indutância de  $1H$ .

Primeiramente, o retificador foi ligado com o circuito de ajuda à comutação (SNUBBER) e sem a presença do circuito grampeador. Devido a presença de elevados picos de cor

rente, oriundos da carga dos capacitores dos circuitos de ajuda à comutação, decidiu-se abandonar a sua utilização. Optou-se, então, pela incorporação do circuito grampeador sem a presença do circuito de ajuda à comutação.

Com o funcionamento da estrutura, mediu-se 1A como corrente média na carga e 53 V como valor médio da tensão retificada. A tensão máxima retificada, observada através do osciloscópio, foi de 62 V.

Na Figura 4.1 é mostrada a forma de onda da tensão retificada e da corrente na carga.

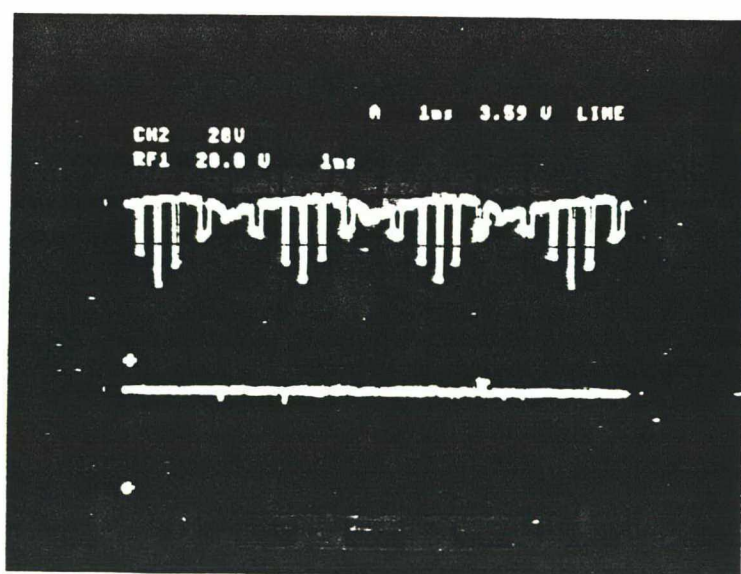


Figura 4.1 - Tensão e corrente na carga

Da análise da Figura 4.1, verifica-se que existe uma certa deformação na forma de onda senoidal da tensão na rede. Essa deformação é justificada pela presença do transformador que inicia uma saturação magnética próximo aos valores

máximos da tensão.

A forma de onda apresentada é bastante semelhante a obtida através da simulação por computador.

Observa-se, também, que a corrente na carga é constante. Os pequenos picos de corrente existentes são devidos à atuação do circuito grampeador.

A corrente na carga foi obtida colocando-se a sonda de tensão do osciloscópio sobre os terminais da resistência de carga. Nesse instante circulava pela carga a corrente de 1A.

No circuito grampeador foi constatada uma ondulação de tensão de 10 V sobre o capacitor. Verificou-se que a tensão sobre o mesmo variava de 80 V a 70 V.

Devido a alta indutância da carga, foram constatadas sobretensões permanentes sobre a mesma que eram limitadas pelo circuito grampeador. Os valores dessas sobretensões, medidas através do osciloscópio, eram de, aproximadamente, 75 V. Este era o valor esperado pois durante o tempo morto é gerada uma sobretensão na carga, com polaridade contrária à da tensão retificada, e limitada no valor da tensão do circuito grampeador.

Na Figura 4.2 é mostrada a atuação do circuito grampeador.

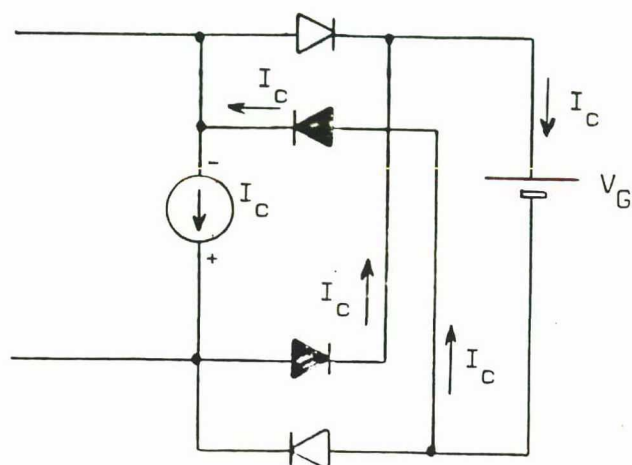


Figura 4.2 - Circuito Grampeador Atuando

Na Figura 4.3 é mostrada a forma de onda do grampeador e abaixo desta está a forma de onda da tensão retificada.

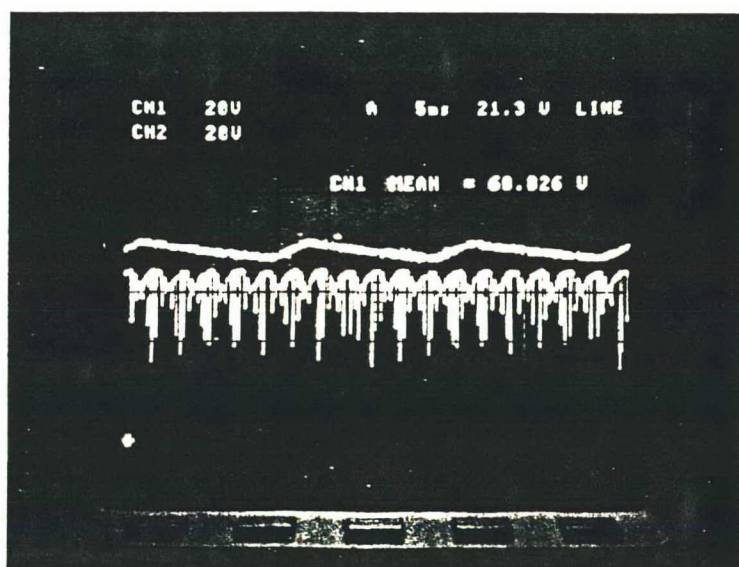


Figura 4.3 - Formas da Onda de Tensão no Grampeador e na carga



Ambas as formas de onda estão na mesma referência, portanto, verifica-se que a tensão no grampeador é superior a tensão de saída do retificador. Observa-se, ainda, na Figura 4.3 que o valor médio da tensão retificada é, aproximadamente, 60 V. Foi dito anteriormente que o valor médio da tensão na carga era de 53 V, ocorre que, naquele caso, a corrente era de 1A e havia uma grande queda de tensão no transformador que alimenta o retificador.

Na Figura 4.4 é mostrada a forma de onda da tensão sobre o interruptor e a forma de onda da corrente no mesmo.

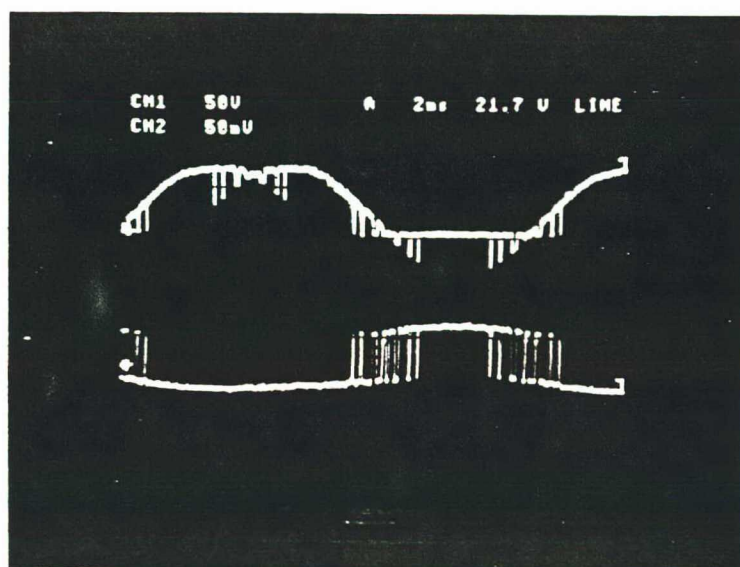


Figura 4.4 - Tensão e Corrente no Interruptor

A forma de onda da tensão sobre o interruptor é idêntica à obtida na simulação por computador. E a forma de onda da corrente no interruptor é bastante semelhante à obtida na simulação. As deformações foram introduzidas pelo sensor de corrente, com escala de 1A.

Na Figura 4.5 é mostrada a tensão fase-neutro da rede e a forma de onda da corrente nessa mesma fase. Observa-se que o fator de deslocamento é unitário.

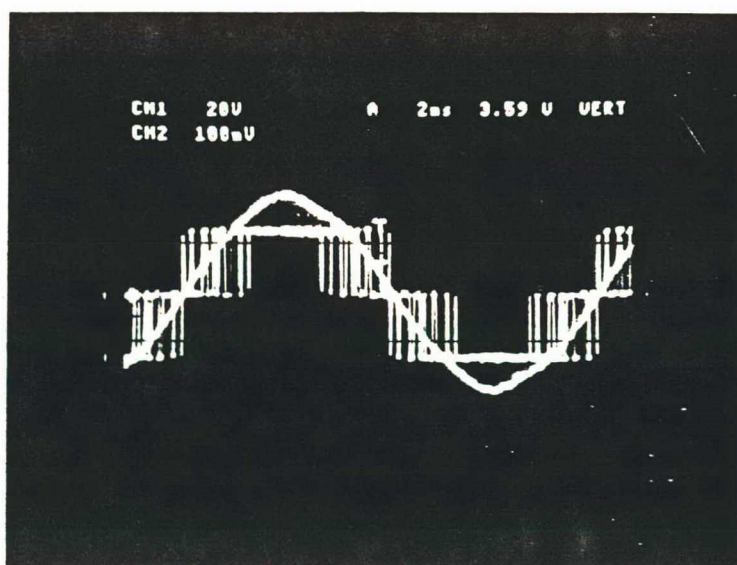


Figura 4.5 - Comprovação do fator de deslocamento unitário entre corrente e tensão de fase da rede de alimentação

A Figura 4.5 comprova o princípio de funcionamento do retificador sob estudo no que concerne ao fator de deslocamento. Verifica-se um perfeito controle de sincronismo entre a corrente e a tensão.

Na Figura 4.6, observa-se que foi realizado um deslocamento entre a tensão de fase e a corrente nessa mesma fase. Isso comprova o controle do fator de deslocamento através do circuito lógico.

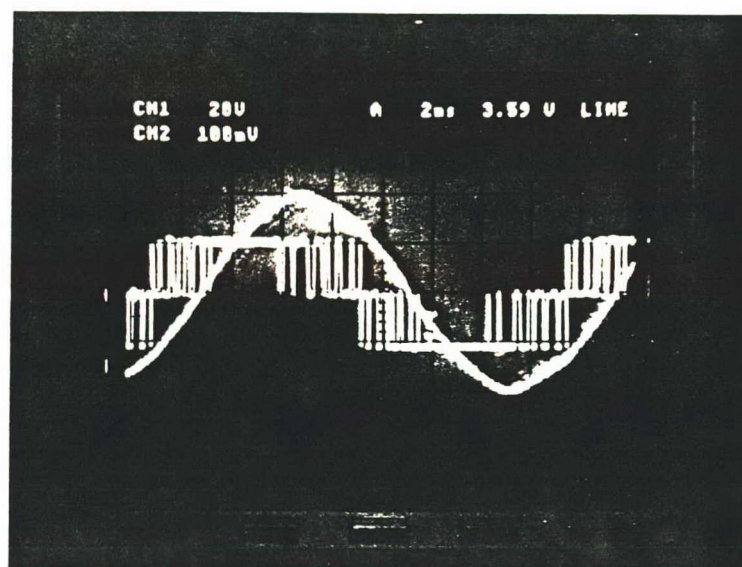


Figura 4.6 - Corrente deslocada em relação à tensão

Dessa forma, controla-se o valor médio da tensão retificada, perdendo-se o fator de deslocamento unitário, mas com os componentes harmônicos de baixa ordem da corrente na rede ainda otimizados.

Comparando as Figuras 4.5 e 4.6, verifica-se que a corrente na Figura 4.6 tem uma amplitude menor do que a mostrada na Figura 4.5. Isso se deve ao fato de se ter diminuído o valor da tensão média retificada e, portanto, o valor da corrente na carga diminuiu.

Na Figura 4.7 é mostrada a forma de onda da tensão retificada quando deslocou-se a corrente na rede em rela-  
ção a tensão de fase mostrada na Figura 4.6.

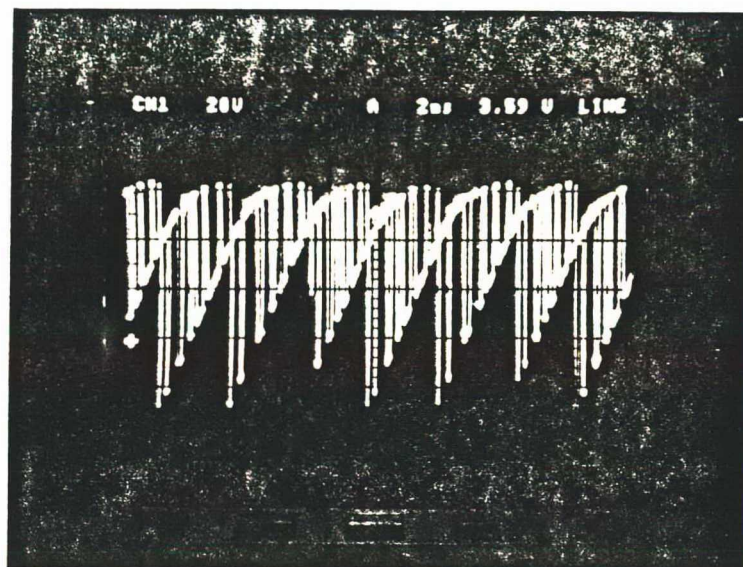


Figura 4.7 - Tensão retificada com variação do valor médio

No momento em que a fotografia da Figura 4.7 foi efetuada, o valor médio da tensão na carga era de 36 V. Com o fator de deslocamento unitário, o valor médio da tensão na carga era de 53 V.

Na Figura 4.8 é mostrada a forma de onda da tensão retificada quando a função de modulação é deslocada em re-  
lação a tensão de fase no sentido contrário ao caso da Figura 4.7.



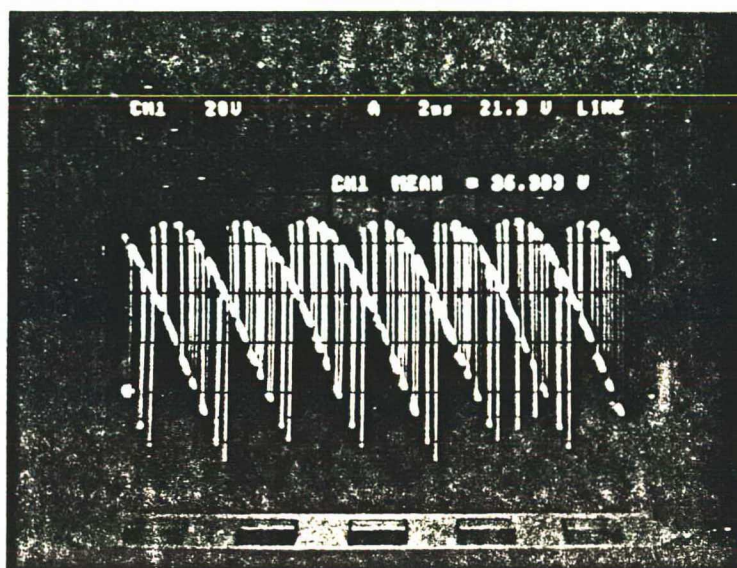


Figura 4.8 - Tensão retificada com deslocamento da função de modulação para o sentido contrário ao da Figura 4.7

Verifica-se, na Figura 4.8, que o valor médio da tensão retificada é, aproximadamente, 36 V. Com isso, demonstra-se que o controle da tensão de saída pode ser realizado adiantando-se ou atrasando-se o ângulo de fase entre a função de modulação e a tensão de fase, ou seja, deslocando a função de modulação para a esquerda ou para a direita.

Na Figura 4.9 é mostrada a forma de onda da tensão retificada quando esta tem valor médio nulo.

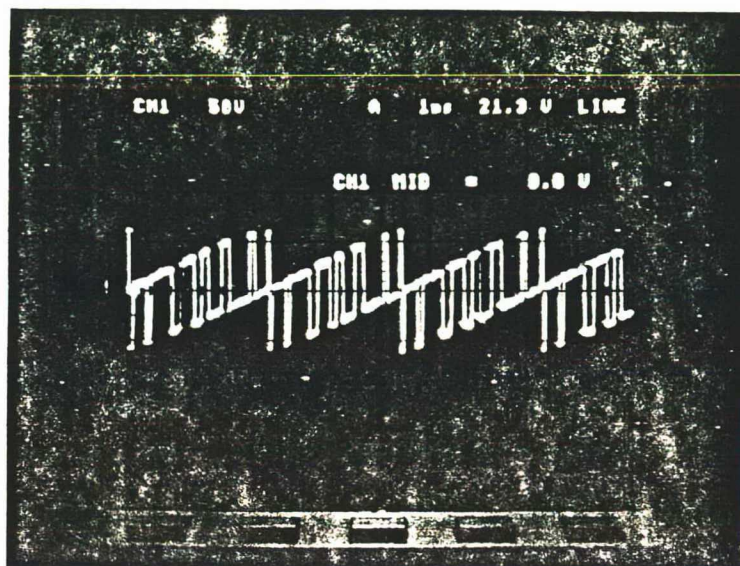


Figura 4.9 - Tensão de saída com valor médio nulo

Verifica-se, portanto, que a modulação utilizaa da permite um controle total da tensão média de saída.

Na Figura 4.10 é mostrada a forma de onda da tensão retificada com polaridade negativa. Observa-se, nessa Figura, que o valor médio da tensão é -36 V.

A polaridade negativa da tensão é conseguida de fazendo-se o sinal de sincronismo do circuito lógico de  $180^\circ$  em relação à tensão de fase de referência.

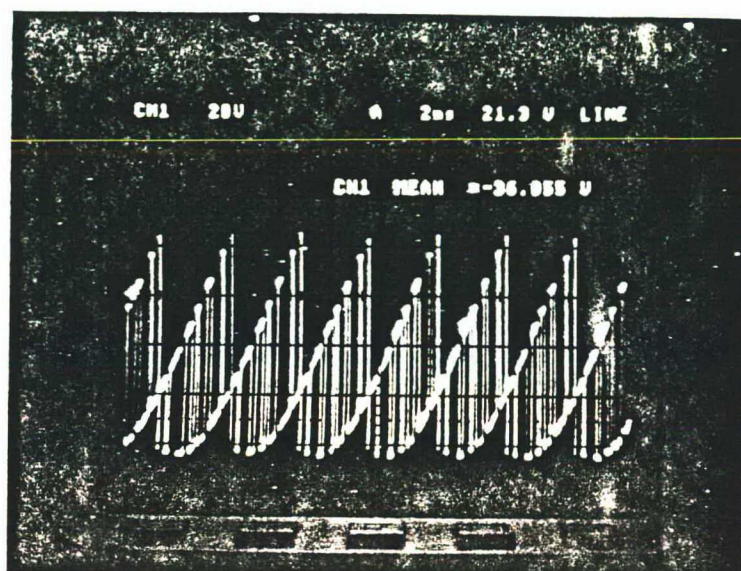


Figura 4.10 - Tensão retificada com polaridade negativa

A seguir, são mostradas na Figura 4.11 as funções de modulação aplicadas aos interruptores 1 e 2, respectivamente.

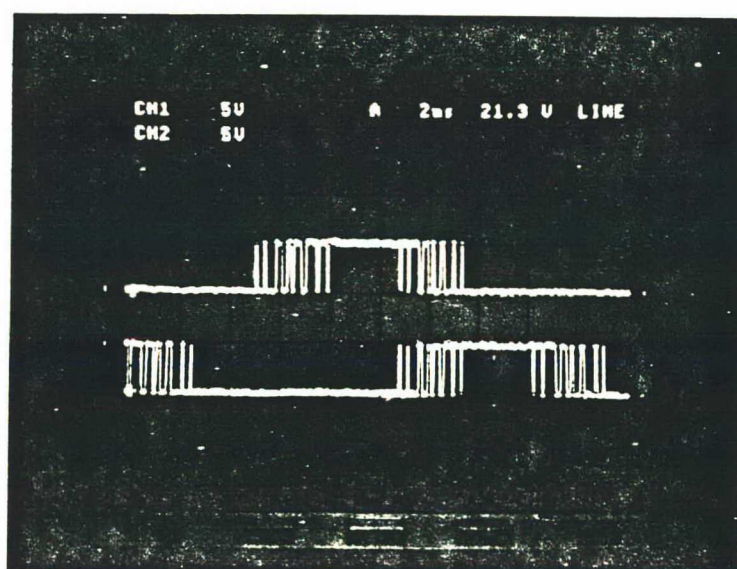


Figura 4.11 - Funções de modulação



Verifica-se que existe uma defasagem de  $120^\circ$  entre estas funções de modulação e que elas coincidem com a forma de onda da corrente no interruptor.

Na Figura 4.12, são mostradas em uma escala de tempo maior as mesmas funções de modulação da Figura 4.11. Observa-se, nessa Figura, que a função de modulação obtida no computador é realizada com perfeição na prática.

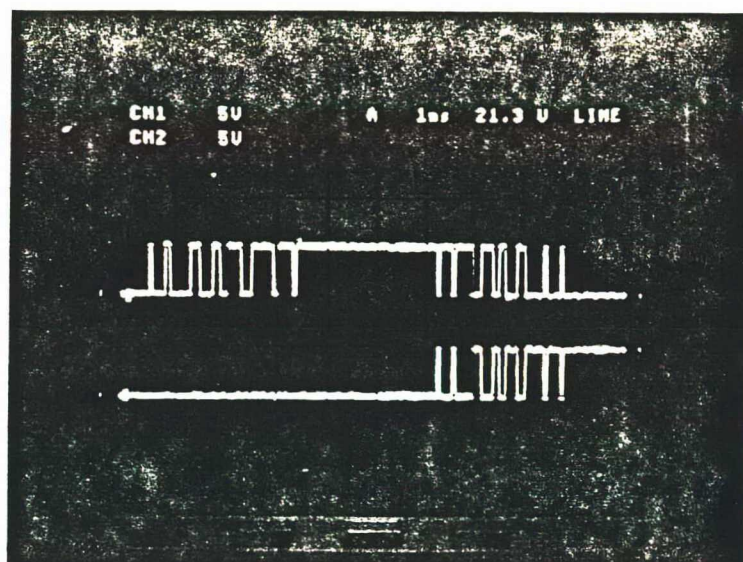


Figura 4.12 - Detalhe das funções de modulação



- [17] - MAZUR, T. - A Rom - Digital Approach to PWM - Type Speed Control of AC Motors. Motorola Semiconductor Products Inc: Technical Information Center.
  
- [18] - RODRIGUEZ, J. - A Four - Quadrant Transistor Rectifier in Bridge Connection with Sinusoidal Input Currents. IEEE/IAS - Annual Meeting 1985.
  
- [19] - FUKUDA, S. & TAKADA, N. - PWM Current Source Rectifier with Sinusoidal Line Current. IEEE/IAS - Annual Meeting 1987.
  
- [20] - BISWAS, S. K. et alii. - A Three - Phase GTO AC to DC Converter with Input Displacement Factor and Output Voltage Control. IEEE/IAS - Annual Meeting 1987.
  
- [21] - RODRIGUEZ, J. - A Four - Quadrant Three - Pulse Transistor Rectifier. IEEE/IAS - Annual Meeting 1984.
  
- [22] - DORADLA, S. R. & MANDAL, S. K. - A Three - Phase AC to DC Power Transistor Converter - Controlled DC Motor Drive. IEEE Trans. on Ind. Applications. 1987, Vol. IA - 23, n° 5.

#### 4.3 - CONCLUSÃO

Como foi verificado, houve pleno êxito no funcionamento da estrutura. Ficou comprovado o funcionamento da estrutura com fator de deslocamento unitário e, também, o controle do mesmo.

Observou-se que a regulação da tensão, através do deslocamento da função de modulação em relação a tensão de fase, não provoca a perda da otimização dos componentes harmônicos de baixa ordem da corrente na rede. Embora, dessa forma, não se mantenha o fator de deslocamento unitário.

Também, comprovou-se a necessidade de interruptores bidirecionais em tensão devido a aplicação de tensão reversa sobre o mesmo.

#### 4.4 - CONCLUSÃO GERAL

Baseando-se nos resultados obtidos pela simulação em computador, confirmados na prática através do protótipo implementado, pode-se afirmar que o retificador sob estudo é viável quando aplicado em cargas que não exijam uma variação constante do valor da tensão média de saída. A variação da tensão média de saída só apresentaria vantagens para a inversão de polaridade da tensão retificada.

Com a utilização de MOSFET'S de potência como interruptores, não há necessidade de circuitos de ajuda à comutação (SNUBBER), necessitando-se apenas de um circuito grampeador na carga.

As aplicações deste conversor se justificam onde se deseja características de alto desempenho, com redução de peso e volume do conversor completo. Essa redução é conseguida pela diminuição dos filtros de entrada e saída do conversor. Ainda, tem-se um alto fator de potência na entrada ou o seu controle.

Como sugestão para trabalhos futuros, fica a proposta de desenvolvimento de um programa computacional que forneça as funções de modulação para o retificador em estudo, permitindo a variação da tensão de saída sem a perda do fator de deslocamento.

## BIBLIOGRAFIA

BIBLIOGRAFIA REFERENCIADA

- [1] - OLIVEIRA, M. A. de. - Estudo de um Conversor Indireto de Freqüência sem elementos Passivos no Estágio de Corrente Contínua. In: Dissertação de Mestrado, UFSC, 1987.
  
- [2] - PERIN, A. J. & KASSICK, E. V. - Apostila de Tópicos Especiais em Simulação de Conversores Estáticos. In: Curso de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica. Circulação Interna.
  
- [3] - RODRIGUEZ, J. - Interruptores Bidireccionales con Capacidad de Corte: Una Nueva Posibilidad En La Electronica de Potência. Congreso Chileno de Ingenieria Eléctrica. 1985. Santiago, Chile, p. 265 - 69.
  
- [4] - NATIONAL SEMICONDUCTOR CORPORATION - Data Book - Micro-power Phase - Locked Loop.
  
- [5] - HEY, H. L. - Estudo e Realização de um Conversor Direto de Freqüência a MOSFET de Potência. In: Dissertação de Mestrado, UFSC, 1987.
  
- [6] - CHRYSSIS, G. - High - Frequency Switching Power Supplies: Theory and Design

- [7] - OLLÉ, L. F. - Estudo e Realização de um Conversor Direto à Transistor para Acionamento de Servomotores de Corrente Contínua. In: Dissertação de Mestrado, UFSC, 1986.
  
- [8] - PERIN, A. J. - Contribution à L'étude des Convertisseurs Directs de Fréquence à Transistors de Puissance. In: Tese de Docteur - Ingénieur, INP de Toulouse, França.
  
- [9] - PERIN, A. J. - Teoria e Aplicação de Modulação por Largura de Pulso (PWM) com Otimização de Harmônicos para Conversores Estáticos de Freqüência. Minicurso do 6º Congresso Brasileiro de Automática, UFMG, Belo Horizonte, 1986, p. 1 - 15.

#### BIBLIOGRAFIA SUPLEMENTAR

- [10] - MA, X. - High - Performance PWM Frequency Changers. IEEE Trans. on Ind. Applications. 1986, Vol. IA - 22, nº 2, p. 267 - 80.
  
- [11] - WIECHMANN, E. P. et alii. - A Novel Bilateral Power Conversion Scheme for Variable Frequency Static Power Supplies. IEEE Trans. on Ind. Applications. 1985, Vol. IA - 21, nº 5, p. 1226 - 33.

- [12] - WIECHMANN, E. P. & ZIOGAS, P. D. - Functional Analysis of PWM Inverter/Rectifier Converters and their Generalized Transfer Function. VI Congreso Chile no de Ingenieria Electrica. 1985. Santiago, Chile, p. 201 - 07.
  
- [13] - ZIOGAS, P. D. et alii. - PWM Control Techniques for Rectifier Filter Minimization. IEEE Trans. on Ind. Applications. 1985, Vol. IA - 21, nº 5, p.1206 - 14.
  
- [14] - MIRBOD, A. & EL - AMAWY, A. - Performance Analysis of a Novel Microprocessor - Based Controller for a Phase - Controlled Rectifier Connected to a Weak AC System. IEEE Trans. on Ind. Applications. 1987, Vol. IA - 23, nº 1, p. 57 - 66.
  
- [15] - MALESANI, L. & TENTI, P. - Three - Phase AC/DC PWM Converter with Sinusoidal AC Currents and Minimum Filter Requirements. IEEE Trans. on Ind. Applications. 1987, Vol. IA - 23, nº 1, p. 71 - 77.
  
- [16] - RASHID, M.H. & ABOUDENA, M. - Analysis of Forced Commutated Techniques for AC - DC Converters. ERE, p. 2263 - 66.